15F033US(2

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: ２００３年　２月　６日

出願番号
Application Number: 特願２００３－０２９９８８

[ST. 10/C]: [ＪＰ２００３－０２９９８８]

出願人
Applicant(s): 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

２００３年１０月２８日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office 今井康夫

出証番号　出証特２００３－３０８９１２９

【書類名】　特許願
【整理番号】　DCMH140542
【提出日】　平成15年 2月 6日
【あて先】　特許庁長官殿
【国際特許分類】　H04J
【発明者】
　【住所又は居所】　東京都千代田区永田町二丁目１１番１号　株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
　【氏名】　水田　信治
【発明者】
　【住所又は居所】　東京都千代田区永田町二丁目１１番１号　株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
　【氏名】　鈴木　恭宜
【発明者】
　【住所又は居所】　東京都千代田区永田町二丁目１１番１号　株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
　【氏名】　廣田　哲夫
【特許出願人】
　【識別番号】　392026693
　【氏名又は名称】　株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
【代理人】
　【識別番号】　100066153
　【弁理士】
　【氏名又は名称】　草野　卓
【選任した代理人】
　【識別番号】　100100642
　【弁理士】
　【氏名又は名称】　稲垣　稔

【選任した代理人】

【識別番号】　100114133

【弁理士】

【氏名又は名称】　横田　芳信

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】　特願2002-358604

【出願日】　平成14年12月10日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】　002897

【納付金額】　21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】　明細書　1

【物件名】　図面　1

【物件名】　要約書　1

【包括委任状番号】　0205124

【プルーフの要否】　要

【書類名】明細書

【発明の名称】線形電力増幅方法及び線形電力増幅器

【特許請求の範囲】

【請求項１】ディジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記ディジタルパイロット信号とディジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加信号を生成するディジタルプリディストータと、

上記ディジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するディジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力からパイロット信号成分を抽出するパイロット信号成分抽出部と、

上記抽出されたパイロット信号成分をダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

検出された上記パイロット信号成分から上記べき級数モデルと同じ奇数次の歪成分を抽出し、その奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項２】ディジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加送信信号を生成する第１ディジタルプリディストータと、

ディジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記ディジタルパイロット信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加パイロット信号を生成する第２ディジタルプリディストータと、

上記前置歪付加送信信号をアナログ信号に変換する第１ディジタルアナログ変換器と、

上記前置歪付加パイロット信号をアナログ信号に変換する第２ディジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加パイロット信号を所定の周波数でアップコンバートする第１周波数変換器と、

上記第１周波数変換器の出力と上記アナログ前置歪付加送信信号を合成する合成器と、

上記合成器の出力を所定のキャリア周波数で送信周波数帯に変換する第２周波数変換器と、

上記第２周波数変換器の出力を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力からパイロット信号成分を抽出するパイロット信号成分抽出部と、

抽出されたパイロット信号成分を上記キャリア周波数でダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

検出された上記パイロット信号成分に基づいて上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項３】ディジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加送信信号を生成する第１ディジタルプリディストータと、

ディジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記ディジタルパイロット信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加パイロット信号を生成する第２ディジタルプリディストータと、

上記前置歪付加送信信号をアナログ信号に変換する第１ディジタルアナログ変換器と、

上記前置歪付加パイロット信号をアナログ信号に変換する第２ディジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加送信信号を所定の第１周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第１周波数変換部と、

上記アナログ前置歪付加パイロット信号を上記第１周波数と異なる所定の第２周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第２周波数変換部と、

上記第１周波数変換部の出力と上記第２周波数変換部の出力を合成する合成器と、

上記合成器の出力を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力からパイロット信号成分を抽出するパイロット信号成分抽出部と、

抽出されたパイロット信号成分を上記第２周波数でダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

検出された上記パイロット信号成分に基づいて上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項４】請求項１、２又は３のいずれかに記載の線形電力増幅器において、上記第１周波数変換器は、上記パイロット信号を上記送信信号と異なる周波数に変換することを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項５】請求項１乃至４のいずれかに記載の線形電力増幅器において、上記パイロット信号はレベルの等しく異なる周波数に設定された２つのトーン信号であることを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項６】請求項１乃至５のいずれかに記載の線形電力増幅器において、上記プリディストータは、上記ディジタルパイロット信号と上記ディジタル送信信号に遅延を与える遅延手段と、上記ディジタルパイロット信号と上記ディジタル送信信号にべき級数モデルで表される歪成分の予め決めた１つ以上の奇数次歪成分を生成する歪生成手段と、上記奇数次歪成分と上記遅延手段の出力を合成して上記前置歪付加信号とする加算手段とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項７】請求項１乃至６のいずれかに記載の線形電力増幅器において、上記周波数ダウンコンバート部は、検出した上記パイロット信号成分をディジタル信号に変換するアナログディジタル変換器を含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項８】請求項７に記載の線形電力増幅器において、上記制御部は上記ディジタルパイロット信号成分から上記パイロット信号のべき級数モデルで表される歪成分の上記予め決めた１つ以上の奇数次の歪成分を検出する歪成分抽出手段と、その検出した歪成分に基づいて上記ディジタルプリディストータで生成する対応する上記奇数次歪成分の位相と振幅を制御する制御手段を含むことを特徴と

する線形電力増幅器。

【請求項９】請求項７に記載の線形電力増幅器において、上記制御部は、

上記ディジタルパイロット信号から遅延されたディジタルパイロット信号を生成する遅延手段と、

上記ディジタルパイロット信号から上記所定奇数次以外の奇数次の歪を生成するひずみ発生手段と、

抽出した上記パイロット信号成分から上記遅延ディジタルパイロット信号と上記所定奇数次以外の奇数次の歪を減算して所望の上記奇数次歪成分を検出する減算手段と、

その検出した奇数次歪成分に基づいて上記ディジタルプリディストータで生成する対応する上記奇数次歪成分の位相と振幅を制御する制御手段、

とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項１０】請求項１に記載の線形電力増幅器において、更に、

上記前置歪付加信号から前置歪付加送信信号成分と前置歪付加パイロット信号成分を分離し、上記前置歪付加送信信号成分を上記ディジタルアナログ変換器に入力する帯域セパレータと、

上記前置歪付加パイロット信号成分をアナログ信号に変換する第２ディジタルアナログ変換器と、

アナログ信号に変換された上記前置歪付加パイロット信号成分を上記周波数アップコンバート部とは異なる第２周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第２周波数アップコンバート部と、

上記ディジタルアナログ変換器の出力と上記第２周波数アップコンバートの出力を合成し、上記前置歪付加信号として上記周波数アップコンバート部へ入力する加算器、とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項１１】請求項１に記載の線形電力増幅器において、更に、

上記前置歪付加信号から前置歪付加送信信号成分と前置歪付加パイロット信号成分を分離し、上記前置歪付加送信信号成分を上記ディジタルアナログ変換器に入力する帯域セパレータと、

上記前置歪付加パイロット信号成分をアナログ信号に変換する第２ディジタル

アナログ変換器と、

アナログ信号に変換された上記前置歪付加パイロット信号成分を上記周波数アップコンバート部とは異なる第２周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第２周波数アップコンバート部と、

上記周波数アップコンバート部の出力と上記第２周波数アップコンバートの出力を合成し、上記前置歪付加信号として上記電力増幅器へ入力する加算器、

とを含み、上記周波数ダウンコンバート部は上記第２周波数で上記抽出されたパイロット信号をダウンコンバートすることを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項１２】線形電力増幅方法であり、

(a) ディジタルパイロット信号を発生するステップと、

(b) 上記ディジタルパイロット信号と上記ディジタル送信信号を合成し、その合成信号に対しべき級数モデルによる予め決めた数の奇数次の歪成分を生成して上記合成信号に付加して前置歪付加信号を生成するステップと、

(c) 上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するステップと、

(d) 上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートするステップと、

(e) 上記アップコンバートされた信号を電力増幅するステップと、

(f) 上記電力増幅された信号からパイロット信号成分を抽出するステップと、

(g) 上記抽出されたパイロット信号成分をダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力するステップと、

(h) 検出された上記パイロット信号成分からべき級数モデルによる奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御するステップ、

とを含むことを特徴とする線形電力増幅方法。

【請求項１３】請求項１２に記載の線形電力増幅方法において、上記ステップ(h) は、上記奇数次成分の上記送信信号レベルに対するレベル比が予め決めた比以下となるように上記プリディストータの係数を繰り返し調整するステップを含むことを特徴とする線形電力増幅方法。

【請求項１４】請求項１２または１３の線形電力増幅方法において、上記ステ

ップ(a) は、上記パイロット信号として等レベルで周波数が異なる２つのディジタルトーン信号を生成するステップを含むことを特徴とする線形電力増幅方法。

【請求項１５】ディジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加信号を生成するディジタルプリディストータと、

上記ディジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するディジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力から歪成分信号を抽出する歪信号成分抽出部と、

上記抽出された歪信号成分をダウンコンバートする周波数ダウンコンバート部と、

ダウンコンバートされた上記歪成分信号から上記べき級数モデルと同じ奇数次の歪成分を抽出し、その奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含み、

上記ディジタルプリディストータは上記ディジタル送信信号が分配してそれぞれ与えられる線形伝達経路と少なくとも１つの歪発生経路と、

上記歪発生経路に設けられべき級数モデルにより奇数次歪を発生する歪発生器と、

上記歪発生器の出力側に設けられ、上記歪発生器からの上記奇数次歪の周波数特性を補償する周波数特性補償器と、上記奇数次歪の振幅と位相を調整する可変利得器と可変位相器と、

上記線形伝達経路に設けられた遅延器と、

上記線形伝達経路の出力と上記歪発生経路の出力を合成し、上記前置歪付加信号を出力する合成器、

とを含み、上記制御部は、上記周波数特性補償器の周波数特性を制御する周波数特性制御器を含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項１６】請求項１５に記載の線形電力増幅器において、上記歪発生経路

は、複数の奇数次ごとに設けられていることを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項１７】請求項１５に記載の線形電力増幅器において、上記送信信号と異なる帯域のパイロット信号を発生し、上記ディジタルプリディストータに与えるパイロット信号発生器が設けられ、上記歪信号成分抽出部は上記パイロット信号の歪成分を上記歪信号成分として抽出することを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項１８】請求項１５に記載の線形電力増幅器は更に、

パイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記ディジタルプリディストータと同じ構成を有し、上記パイロット信号が入力されるもう１つのディジタルプリディストータと、

上記もう１つのディジタルプリディストータの出力をアナログ信号に変換するもう１つのディジタルアナログ変換器と、

上記もう１つのディジタルアナログ変換器の出力を上記送信信号とは異なる帯域に周波数変換するもう１つの周波数アップコンバート部と、

上記ディジタルアナログ変換器の出力と上記もう１つの周波数アップコンバート部の出力を合成し上記周波数アップコンバート部に与える合成器、

とを含み、上記歪信号成分抽出器は、上記パイロット信号の歪成分を上記歪信号成分として抽出することを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項１９】　請求項１５乃至１８のいずれかに記載の線形電力増幅器において、上記周波数特性補償器は、FIRフィルタで構成されていることを特徴とする線形電力増幅器。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、例えば無線通信送信機用の線形電力増幅方法及び線形電力増幅器に関する。

【０００２】

【従来の技術】

マイクロ波帯電力増幅器の非線形歪補償方法のひとつとしてディジタル信号処理によるプリディストーション法（以下、ディジタルプリディストーション方法

と呼ぶ）がある（例えば非特許文献１）。ディジタルプリディストーション方法の特徴は、ディジタル信号処理にてプリディスト一夕の構成を可能にすることで複雑なアナログ回路を不要にしている点にある。従来の線形増幅器はフィードフォワード増幅器や負帰還増幅器など主としてアナログ回路にて実現されている。プリテイスト一夕も同様にアナログ回路にて実現されている（例えば非特許文献２）。

しかしながらこれのアナログ回路による線形化回路技術は、一般に高度な調整技術などを必要としている。さらに変調回路を含めて送信機の小型化及び経済化を可能にするにはアナログ回路を簡素かつ簡易に構成する必要がある。この点において、線形化処理をディジタル信号処理にて行うディジタルプリディストータは、従来のアナログ回路によるプリディストータと比較して有利な特徴をもつ。また、フィードフォワード増幅器のように補助増幅器などの線形化するためのアナログ回路を持たないため、プリディストータを用いた増幅器は高効率増幅を達成できる可能性がある。

【０００３】

これまでにディジタルプリディストータには、予め増幅器の非線形特性を線形化するテーブルを持つルックアップテーブルによる構成が知られている（例えば非特許文献３）。ルックアップテーブルを持つディジタルプリディスト一夕は、歪成分を設計値以下にするように増幅器出力信号を帰還してルックアップテーブルの設定値を更新する。このようにして、ディジタル信号処理にて歪補償ができ、その歪補償量は、約15dB以下であることが知られている（非特許文献４）。

電力増幅器でなるべく高効率増幅を行うには、歪補償量を大きくして増幅器の出力バックオフを圧縮するする必要がある。図１８に1dB利得圧縮点からの出力バックオフと効率の関係を示す。検討条件は理想的なＢ級バイアスとした。図１８から効率を高めるには出力バックオフの圧縮を可能とする歪補償量を大きくする必要がある。

図１９に歪補償量と３次歪成分の振幅及び位相偏差の関係を示す。少なくとも歪補償量を30dB以上達成するには、振幅偏差±0.2dB以内、位相偏差±20deg以内を達成するディジタルプリデイストータが必要となる。図１９からディジタルプ

リディストータには、経年変化、温度変化などに対しても所定の振幅偏差及び位相偏差を達成することが求められる。

従来のルックアップテーブル型ディジタルプリディストータにおいて、現状値以上に大きい歪補償量を達成するには、図１９に示されるように高精度なルックアップテーブルを用意する必要がある。また、温度偏差または経年変化などにより電力増幅器の非線形特性がわずかに変化した場合において、増幅器出力信号をモニタしてルックアップテーブルを修正する制御系統が必要となる。

【０００４】

しかしながら、ルックアップテーブルによるディジタルプリディストータでは、歪成分と設定されるルックアップテーブル値の関係が不明瞭なこと、さらに経年変化、温度変化などによる増幅器の非線形特性のわずかな変化を補正する具体的方法は示されていなかった。

歪成分を高精度に補償できる方法として、べき級数モデルに基づくプリディストータがある。これまでにアナログ回路にて実現されており、歪改善量は30dB以上を達成している（非特許文献５）。べき級数モデルは増幅器の非線形特性を精度よくモデル化していることが知られている（例えば非特許文献６）。べき級数モデルを用いるディジタルプリディストータにおける歪補償方法では、増幅器出力信号から各次の係数を補正する信号を抽出する必要がある。これまで特許文献1では、送信信号から基本波と各次の歪成分を除去して補正用信号を抽出していた。より簡易にべき級数モデルの補正用信号を抽出する方法として、２波等レベルの搬送波をパイロット信号として用いる方法がある（非特許文献５）。

【０００５】

上述の電力増幅器の非線形特性の温度依存性や温度変化に対する補償に加えて、非線形特性の周波数依存性についても改善が提案されている。広帯域な信号に対して良好な歪補償を行うために、従来のプリディストータにおいて、特許文献２では主信号経路と歪信号経路との経路差を小さくすることで、特許文献３では入力信号線路側に位相イコライザを入れることで対応していた。上記の方法を用いる理由は、プリディストータで発生させた歪を、広い周波数帯域に渡って一定の利得と一定の位相で変化させるためである。

【０００６】

しかしながら、増幅する周波数帯域が広くなるにつれて、例えば図２０に示すように電力増幅器の利得特性および位相特性は周波数偏差が大きくなり、信号を増幅する際にこの影響を無視できなくなる。そのため、プリディストータで発生させた歪の振幅および位相を全周波数帯域にわたって一定に変化させただけでは、全周波数帯域にわたってその歪を電力増幅器で発生する歪を打ち消すレベルかつ逆位相とすることができない。よって、高精度な歪補償を行うためには、電力増幅器における利得特性および位相特性の周波数偏差を打ち消すように、プリディストータで発生させる歪の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を変化させなければならない。プリディストーで発生させる歪の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を変化させる方法として、特許文献４はイコライザを用いている。

【０００７】

【特許文献１】

英国特許出願公開公報GB2,335,812A,"Linearizing an amplifier using a feedback controlled predistorter",1999.09.29.

【特許文献２】

特開平11-17462号公報

【特許文献３】

特開平7-7333号公報

【特許文献４】

特開平10-327209号公報

【非特許文献１】

H.Girard, and K.Feher, "A new baseband linearizer for more efficient utilization of earth station amplifiers used for QPSK transmission",IEEE J.Select. Areas Commun.SAC-1, No.1,1983.

【非特許文献２】

岡本、野島、大山、"IF帯プリディストーションによる進行波管増幅器の非線形歪補償法の一検討"、電子情報通信学会技術研究報告書、MW76-112、1976。

【非特許文献３】

L.Sundstrom, M.Faulkner, and M.Johansson,"Quantization analysis and design of a digital predistortion linearizer for RF power amplifiers", IEEE Trans.Vech.
Tech.,Vol.45,No.4,pp707-719,1996.11.

【非特許文献４】

石川、長谷、久保、戸澤、濱野、"W-CDMA 基地局用適応歪補償装置の開発"、2002年電子情報通信学会ソサイエティ大会、C-2-31,2002,09。

【非特許文献５】

T.Nojima, and T.Konno,"Cuber predistortion linearizer for relay equipment in 800MHz band land mobile telephone system",IEEE Trans.Vech.Tech., Vol.VT-34, No.4, pp.169177, 1985.11.

【非特許文献６】

Tri T.Ha, Solid-State Microwave Amplifeir Design, Chapter 6, Krieger Publishing Company,1991.

【０００８】

【発明が解決しようとする課題】

増幅器出力の相互変調歪成分を狭帯域フィルタで抽出し、アナログプリディストータの各次係数を補正する場合、アナログプリディストータにおけるパイロット信号の帰還系統は、送信信号に対して十分に短時間にアナログプリディストータの係数の補正が容易に可能であった。これに対して、ルックアップテーブル型のディジタルプリディストータでは増幅器出力からモニタされたパイロット信号をディジタル化する必要があり、アナログプリディストータと比べて帰還系統による遅延の問題があった。

アナログプリディストータではパイロット信号をアナログ回路による発振器にて構成していた。これに対して、ディジタルプリディストータではディジタル信号処理によりベースバンド帯でパイロット信号を生成する必要がある。パイロット信号と送信信号をどのようにディジタルプリディストータで信号変換を行い、ディジタルアナログ変換するか、その具体的構成法は示されていなかった。

このようにパイロット信号を用いたディジタルプリディストータにおける装置

構成方法が不明瞭であった。ディジタルプリディストータにおいて、高い歪補償量を達成しつつ、経年変化及び温度変化などに対して常に高い歪補償量を達成する簡易な構成法が求められていた。

【０００９】

また、特許文献４に示されているイコライザでプリディストータの歪の周波数特性を変化させる方法は、プリディストータを制御する帰還系統の周波数特性を均一化するものであり、電力増幅器における周波数対利得特性および周波数対位相特性の周波数偏差を考慮したものではない。そこで、電力増幅器における利得特性および位相特性の周波数偏差を打ち消すように、プリディストータで発生させた歪の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を調整することができるプリディストータが必要となる。

この発明の第１の目的は、経年変化及び温度変化が少なく、かつ高い歪補正量を達成可能な線形電力増幅方法および線形電力増幅器を提供することである。

この発明の第2の目的は、電力増幅器が発生する歪の周波数特性を補償することができる線形電力増幅方法及び線形電力増幅器を提供することである。

【００１０】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために本発明では以下の手段により解決する。

この発明の第１の観点による線形電力増幅器は、

ディジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記ディジタルパイロット信号とディジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加信号を生成するディジタルプリディストータと、

上記ディジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するディジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力からパイロット信号成分を抽出するパイロット信号成分

抽出部と、

上記抽出されたパイロット信号成分をダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

検出された上記パイロット信号成分から上記べき級数モデルと同じ奇数次の歪成分を抽出し、その奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含むように構成される。

【００１１】

抽出された歪成分のレベルを小さくなるようにディジタルプリディストータにおいて生成するべき級数モデルの奇数次歪成分を直接制御するので、経年変化や温度変化の小さい歪補正が可能となる。

この発明の第２の観点による線形電力増幅器は、

ディジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加送信信号を生成する第１ディジタルプリディストータと、

ディジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記ディジタルパイロット信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加パイロット信号を生成する第２ディジタルプリディストータと、

上記前置歪付加送信信号をアナログ信号に変換する第１ディジタルアナログ変換器と、

上記前置歪付加パイロット信号をアナログ信号に変換する第２ディジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加パイロット信号を所定の周波数でアップコンバートする第１周波数変換器と、

上記第１周波数変換器の出力と上記アナログ前置歪付加送信信号を合成する合成器と、

上記合成器の出力を所定のキャリア周波数で送信周波数帯に変換する第２周波数変換器と、

上記第２周波数変換器の出力を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力からパイロット信号成分を抽出するパイロット信号成分

抽出部と、

抽出されたパイロット信号成分を上記キャリア周波数でダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

検出された上記パイロット信号成分に基づいて上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含むように構成される。

【００１２】

このように、ディジタル送信信号とディジタルパイロット信号に対し別々のディジタルプリディストータを用いる。前置歪処理された送信信号とパイロット信号は、それぞれ異なる周波数にアップコンバートされる。これにより、従来よりも高い歪補償量を達成し維持することが容易である。

この発明の第３の観点による線形電力増幅器は、

ディジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加送信信号を生成する第１ディジタルプリディストータと、

ディジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記ディジタルパイロット信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加パイロット信号を生成する第２ディジタルプリディストータと、

上記前置歪付加送信信号をアナログ信号に変換する第１ディジタルアナログ変換器と、

上記前置歪付加パイロット信号をアナログ信号に変換する第２ディジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加送信信号を所定の第１周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第１周波数変換部と、

上記アナログ前置歪付加パイロット信号を上記第１周波数と異なる所定の第２周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第２周波数変換部と、

上記第１周波数変換部の出力と上記第２周波数変換部の出力を合成する合成器と、

上記合成器の出力を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力からパイロット信号成分を抽出するパイロット信号成分

抽出部と、

抽出されたパイロット信号成分を上記第１周波数でダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

検出された上記パイロット信号成分に基づいて上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含むように構成される。

【００１３】

上記線形電力増幅器において、上記第１周波数変換器は、上記パイロット信号を上記送信信号と異なる周波数に変換する。

上記線形電力増幅器において、上記パイロット信号はレベルの等しく異なる周波数に設定された２つのトーン信号を使用することにより増幅器で生じる相互変調歪を容易に検出できる。

上記線形電力増幅器において、上記プリディストータは、上記ディジタルパイロット信号と上記ディジタル送信信号に遅延を与える遅延手段と、上記ディジタルパイロット信号と上記ディジタル送信信号にべき級数モデルで表される歪成分の予め決めた１つ以上の奇数次歪成分を生成する歪生成手段と、上記奇数次歪成分と上記遅延手段の出力を合成して上記前置歪付加信号とする加算手段とを含むように構成することができる。

【００１４】

上記線形電力増幅器において、上記制御部は上記ディジタルパイロット信号成分から上記パイロット信号のべき級数モデルで表される歪成分の上記予め決めた１つ以上の奇数次の歪成分を検出する歪成分抽出手段と、その検出した歪成分に基づいて上記ディジタルプリディストータで生成する対応する上記奇数次歪成分の位相と振幅を制御する制御手段を含むように構成できる。

上記線形電力増幅器において、上記制御部は上記ディジタルパイロット信号から遅延されたディジタルパイロット信号を生成する遅延手段と、上記ディジタルパイロット信号から上記所定奇数次以外の奇数次の歪を生成するひずみ発生手段と、抽出した上記パイロット信号成分から上記遅延ディジタルパイロット信号と上記所定奇数次以外の奇数次の歪を減算して所望の上記奇数次歪成分を検出する

減算手段と、その検出した奇数次歪成分に基づいて上記ディジタルプリディストータで生成する対応する上記奇数次歪成分の位相と振幅を制御する制御手段とを含むように構成することができる。

【００１５】

上記線形電力増幅器において、上記前置歪付加信号から前置歪付加送信信号成分と前置歪付加パイロット信号成分を分離し、上記前置歪付加送信信号成分を上記ディジタルアナログ変換器に入力する帯域セパレータと、上記前置歪付加パイロット信号成分をアナログ信号に変換する第２ディジタルアナログ変換器と、アナログ変換された上記前置歪付加パイロット信号成分を上記周波数アップコンバート部とは異なる第２周波数の送信周波数帯にアップコンバートする第２周波数アップコンバート部と、上記ディジタルアナログ変換器の出力と上記第２周波数アップコンバートの出力を加算し、上記前置歪付加信号として上記周波数アップコンバート部へ入力する加算器とを含むように構成してもよい。

【００１６】

あるいは上記線形電力増幅器において、更に、上記前置歪付加信号から前置歪付加送信信号成分と前置歪付加パイロット信号成分を分離し、上記前置歪付加送信信号成分を上記ディジタルアナログ変換器に入力する帯域セパレータと、上記前置歪付加パイロット信号成分をアナログ信号に変換する第２ディジタルアナログ変換器と、アナログ信号に変換された上記前置歪付加パイロット信号成分を上記周波数アップコンバート部とは異なる第２周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第２周波数アップコンバート部と、上記周波数アップコンバート部の出力と上記第２周波数アップコンバート部の出力を合成し、上記前置歪付加信号として上記電力増幅器へ入力する加算器とを設け、上記周波数ダウンコンバート部は上記第２周波数で上記抽出されたパイロット信号をダウンコンバートするように構成してもよい。

【００１７】

この発明の第４の観点による線形電力増幅器は、

ディジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加信号を生成するディジタルプリディストータと、

上記ディジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するディジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力から歪成分信号を抽出する歪信号成分抽出部と、

上記抽出された歪信号成分をダウンコンバートする周波数ダウンコンバート部と、

ダウンコンバートされた上記歪成分信号から上記べき級数モデルと同じ奇数次の歪成分を抽出し、その奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含み、

上記ディジタルプリディストータは上記ディジタル送信信号が分配してそれぞれ与えられる線形伝達経路と少なくとも１つの歪発生経路と、

上記歪発生経路に設けられべき級数モデルにより奇数次歪を発生する歪発生器と、

上記歪発生器の出力側に設けられ、上記歪発生器からの上記奇数次歪の周波数特性を補償する周波数特性補償器と、上記奇数次歪の振幅と位相を調整する可変利得器と可変位相器と、

上記線形伝達経路に設けられた遅延器と、

上記線形伝達経路の出力と上記歪発生経路の出力を合成し、上記前置歪付加信号を出力する合成器、

とを含み、上記制御部は、上記周波数特性補償器の周波数特性を制御する周波数特性制御器を含むように構成する。

【００１８】

この構成によれば、電力増幅器において生成される相互変調歪の周波数特性をべき級数モデルのディジタルプリディストータの各奇数次歪発生器により発生される歪成分に与えることにより周波数特性を補償することができる。

この発明による線形電力増幅方法は、

(a) ディジタルパイロット信号を発生するステップと、

(b) 上記ディジタルパイロット信号と上記ディジタル送信信号を合成し、その合成信号に対しべき級数モデルによる予め決めた数の奇数次の歪成分を生成して上記合成信号に付加して前置歪付加信号を生成するステップと、

(c) 上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するステップと、

(d) 上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートするステップと、

(e) 上記アップコンバートされた信号を電力増幅するステップと、

(f) 上記電力増幅された信号からパイロット信号成分を抽出するステップと、

(g) 上記抽出されたパイロット信号成分をダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力するステップと、

(h) 検出された上記パイロット信号成分からべき級数モデルによる奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御するステップ、

とを含む。

【００１９】

上記線形電力増幅方法において、上記ステップ(h) は、上記奇数次成分の上記送信信号レベルに対するレベル比が予め決めた比以下となるように上記プリディストータの係数を繰り返し調整するステップを含んでもよい。

上記線形電力増幅方法において、上記パイロット信号として等レベルで周波数が異なる２つのディジタルトーン信号を使用してもよい。

【００２０】

【発明の実施の形態】

発明の原理的構成

請求項１の発明による線形電力増幅器の原理的構成を図１に示す。送信信号Ｓとパイロット信号PLは、送信信号発生器１１とパイロット信号発生器１２によりそれぞれ異なるディジタル信号処理にて生成され、加算器１５で加算されてディジタルプリディストータ２０に与えられる。べき級数モデルによるディジタルプリディストータ２０はパイロット信号PLと送信信号Ｓを一体とした入力信号とし

て前置歪のディジタル信号処理を行う。

ディジタルプリディストータ２０の出力は、パイロット信号PLと送信信号Ｓを一体化した信号の帯域より少なくとも２倍以上の動作速度を持つディジタルアナログ変換器３１によりアナログ信号に変換され、電力増幅器３７に与えられる。電力増幅器３７の出力からパイロット信号抽出部３８でパイロット信号成分を抽出し、周波数ダウンコンバート部４０でダウンコンバートを行ってパイロット信号成分を検出しディジタル化する。制御部５０においてディジタル化されたパイロット信号成分から奇数次歪成分を抽出し、それを用いてディジタルプリディストータ２０の係数を補正する。

このように、パイロット信号を用いたディジタルプリディストータ２０は、メモリから読み出した補正データにより係数を補正するのではなく、検出された歪成分により歪成分が小さくなるように直接的に係数補正を行うので、経年変化や温度変化の影響を受けることはない。また、パイロット信号の帰還時間については、パイロット信号の帯域は送信信号よりも狭帯域であることから、従来のディジタルプリディストータでの遅延時間よりも本発明のディジタルプリディストータの遅延時間を長くできる。このため、図１のようにパイロット信号をダウンコンバートする帰還系統であっても帰還時間については問題にならない。

【００２１】

第１実施例

図２に本発明によるディジタルプリディストーション方法を用いた線形電力増幅器の第１実施例を示す。パイロット信号として等レベル２波のトーン信号PL_1, PL_2を用いている。この第１実施例は、ディジタル信号処理によるトーン信号発生器12A, 12Bとディジタル加算器１４から構成されたパイロット信号発生器１２と、ディジタルプリディストータ２０と、ディジタルアナログ変換器３１と、エリアジングカット用低域通過フィルタ３２と、局部発振器３３Ａとミキサ３３Ｂと帯域通過フィルタ３３Ｃとから構成されたアップコンバート部３３と、電力増幅器３７と、パイロット信号抽出器３８を構成する方向性結合器３８Ａとパイロット信号抽出用の帯域通過フィルタ３８Ｂと、ミキサ４１と帯域通過フィルタ４２と増幅器４３とアナログ・デジタル変換器４４からなる周波数ダウンコンバー

ト部４０と、ディジタルプリディストータ用制御部５０とからなる。ディジタルプリディストータ２０は7次までの構成例であるが、次数は構成により異なっても良い。

べき級数モデルを用いたディジタルプリディストータ２０は、送信信号の基本波成分を通過する遅延経路とべき級数による各奇数次の歪発生経路の加算による構成である。即ち、基本波成分は歪発生経路の遅延時間と一致させる遅延用メモリ２１を経由する。各奇数次の歪成分は、歪発生器２２Ａ，２２Ｂ，２２Ｃと、振幅調整用の利得器２４Ａ，２４Ｂ，２４Ｃ、位相調整用の可変位相器２３Ａ，２３Ｂ，２３Ｃにより得られる。各奇数次歪発生器２２Ａ，２２Ｂ，２２Ｃは、入力される送信信号Ｓとパイロット信号PL_1，PL_2の合成信号に対し各奇数次乗の演算処理を行う。例えば送信信号Ｓとパイロット信号PL_1，PL_2の和をＸとすれば、３次歪発生器はX^3の演算処理を実行する。位相振幅調整された奇数次の歪成分は加算器２６、２７で加算され、更に加算器２５で遅延用メモリ２１からの遅延された基本波成分と加算され、前置歪付加信号Ｙとしてディジタルプリディストータ２０から出力されデジタル・アナログ変換器３１に与えられる。

【００２２】

デジタル・アナログ変換器３１によりアナログ信号に変換された前置歪付加信号Ｙは低域通過フィルタ３２を通してミキサ３３Ｂに与えられ、局部発振器３３Ａからの周波数f_cの局部信号（キャリア信号）と混合される。その混合出力から帯域通過フィルタ３３Ｃにより送信周波数帯の信号が選択され、電力増幅器３７に与えられる。電力増幅器３７の出力高周波信号は方向性結合器３８Ａを介して送信される。

方向性結合器３８Ａで高周波送信信号のパワーの一部が取り出され、パイロット信号抽出用の帯域通過フィルタ３８Ｂでパイロット信号成分（パイロット信号とその高次歪成分）が抽出される。抽出されたパイロット信号成分はミキサ４１に与えられ、局部発振器３３Ａからのキャリア信号と混合され、混合出力から帯域通過フィルタ４２によりダウンコンバートされたパイロット信号成分を検出する。得られたパイロット信号成分は増幅器４３で増幅される。アナログ・デジタル変換器４４でディジタル信号に変換されてディジタルプリディストータ用制御

部５０に与えられる。

ディジタルプリディストータ用制御部５０は、３次、５次、７次の各奇数次歪成分抽出用帯域通過フィルタ５１Ａ，５１Ｂ，５１Ｃと、各奇数次歪成分に対応する制御器５２Ａ，５２Ｂ，５２Ｃにより構成される。各奇数次歪成分用制御器５２Ａ，５２Ｂ，５２Ｃはディジタルプリディストータ２０のそれぞれに対応する歪成分発生器２２Ａ，２２Ｂ，２２Ｃの出力の位相及び振幅を調整する可変位相器２３Ａ，２３Ｂ、２３Ｃと可変利得器２４Ａ，２４Ｂ，２４Ｃを制御する。

パイロット信号PL_1，PL_2として等レベル２波トーン信号（ＣＷ信号）が用いられているため、電力増幅器３７の出力にてトーン信号近傍に現れる奇数次の歪成分を各奇数次歪成分抽出用帯域通過フィルタ５１Ａ，５１Ｂ，５１Ｃにて抽出する。第１実施例のディジタルプリディスト一タ制御部５０はディジタル信号処理にて構成しているが、同様の構成をアナログ回路で構成してもよい。

【００２３】

図３に第１実施例に関するパイロット信号PL_1，PL_2の注入と抽出方法についてスペクトルを用いて示す。ディジタルプリディストータ２０の入力信号Ｘはベースバンド帯の送信信号Ｓと等レベル２波のトーン信号であるパイロット信号PL_1，PL_2を含んでいる。周波数f_1，f_2のパイロット信号PL_1，PL_2は、図３Ａのように送信信号Ｓの隣接帯域に注入される。２波のパイロット信号PL_1，PL_2は送信信号Ｓの変調信号帯域幅と比較して十分に狭い周波数間隔$\Delta f=f_2-f_1$に設定されている。ディジタルプリディストータ２０の出力信号Ｙは、図３Ｂに示すように送信信号Ｓとパイロット信号PL_1，PL_2に前置歪処理をした前置歪成分S_D，P_{D3L}，P_{D3H}が生じている。ここでは、３次の歪成分の例を示しているが、例えばパイロット信号PL_1，PL_2の５次の歪成分としてはP_{D3H}よりΔf高い成分とP_{D3L}よりΔf低い成分が生成されるが、図示してない。７次の歪成は５次の歪成分の更にΔf外側に生成されるがここでは示していない。

電力増幅器３７の入力信号は、図３Ｃに示すようにディジタルプリディストータ２０の出力信号Ｙを周波数変換部３３にてキャリア周波数f_cだけアップコンバートした信号である。このとき、ディジタルプリディストータ２０で生成した前置歪成分は送信系統全体で歪補償を行うように設定される。従って、電力増幅器

３７の入力信号の前置歪成分とディジタルプリディストータ２０の出力信号の前置歪成分に相違があってもよい。しかし送信系統の相互変調歪のほとんどは最終段の電力増幅器３７で生じるため、その差はわずかである。図３Ｄに示すように電力増幅器３７の出力信号はディジタルプリディストータ２０による前置歪処理によって歪が抑圧された、即ち補償された信号となる。

【００２４】

歪成分を含むパイロット信号成分は、方向性結合器３８Ａと帯域通過フィルタ３８Ｂにより抽出され、ミキサ４１で局部発振器３３Ａからの局部発振信号と混合されダウンコンバートされる。図３Ｅに示す制御部５０の入力信号はダウンコンバートされた信号をアナログ・デジタル変換器４４でディジタル化した信号である。電力増幅器３７の出力にて例えば３次歪成分の歪補償が不十分な場合、トーン信号の３次歪成分P_{D3H}，P_{D3L}が無視できない程度に残る。制御部５０において３次歪成分抽出用帯域通過フィルタ５１Ａにより一方の３次歪成分、ここではP_{D3H}を抽出する。制御器５２Ａは抽出されたトーン信号を用いて電力増幅器３７の出力が所定の帯域外漏洩電力比を達成する歪補償量となるまで３次歪信号発生器２２Ａの出力の位相と振幅を可変位相器２３Ａと可変利得器２４Ａにより制御する。制御方法には、各種最適化手法のアルゴリズムを適用できる。

【００２５】

図４はディジタルプリディストータ２０に設定する係数、即ち可変位相器２３Ａ，２３Ｂ，２３Ｃの位相と可変利得器２４Ａ，２４Ｂ，２４Ｃの利得を制御するための処理を含む線形電力増幅処理手順を示す。

ステップＳ１：ディジタルパイロット信号PL_1，PL_2を生成し、ディジタル送信信号Ｓと加算して合成信号を得る。

ステップＳ２：ディジタル合成信号に対する奇数次歪成分を生成する。

ステップＳ３：奇数次歪成分の位相と振幅を設定する。

ステップＳ４：歪成分と遅延基本波成分を加算して前置歪付加信号を生成する。

ステップＳ５：前置歪付加信号をアナログ信号に変換する。

ステップＳ６：アナログ前置歪付加信号を高周波信号にアップコンバートする

。

ステップＳ７：高周波前置歪付加信号を電力増幅器で電力増幅する。

ステップＳ８：増幅された高周波信号からパイロット信号成分を抽出し、ダウンコンバートする。

ステップＳ９：ダウンコンバートされたパイロット信号成分をディジタル信号に変換する。

ステップＳ１０：ディジタルパイロット信号成分から歪成分を抽出する。

ステップＳ１１：歪成分レベルの送信信号レベルに対する比が所定値以下か判定し、所定値以下であれば終了し、そうでなければステップＳ３に戻り、ステップＳ３～Ｓ１１の処理を繰り返す。

【００２６】

第２実施例

図５にこの発明の第２実施例を示す。この実施例は図２の第１実施例において、パイロット信号として２つのトーン信号を使用する代わりに１つの変調波信号を用いたものであり、第２実施例のパイロット信号発生器１２以外の構成は第１実施例と同一である。動作についても第１実施例と同一である。

図６に第２実施例に関するパイロット信号PLの注入と抽出方法についてスペクトルを用いて示す。行ＡとＢはディジタルプリディストータ２０への入力信号Ｘと出力信号Ｙのスペクトル、行ＣとＤは電力増幅器３７の入力信号と出力信号のスペクトル、行Ｅは制御部５０への入力信号のスペクトルをそれぞれ模式的に示す。第２実施例のパイロット信号PLが変調信号であることを除けば、第１実施例で説明した図３のスペクトルと同一である。パイロット信号PLは帯域幅を有する変調信号であり、ディジタルプリディストータ２０により歪を受けてP_Dで示すように両側にスペクトルが広がっている。トーン信号のパイロット信号PL_1，PL_2と比べて第２実施例のパイロット信号PLは、受信機において誤り訂正処理などの復号回路によって検出感度を高められる。パイロット信号に拡散符号を適用すれば、受信機の最低受信感度以下のパイロット信号を抽出できる利点がある。

【００２７】

第３実施例

図７に第３実施例を示す。第３実施例は、パイロット信号と送信信号に対しそれぞれ別々にプリディストータ20_1，20_2、ディジタルアナログ変換器31_1，31_2、及び低域通過フィルタ32_1，32_2を用いる点で第１及び第２実施例と異なる。各ディジタルプリディストータ20_1，20_2とそれらに対する制御部５０の構成は、第１及び第２実施例と同様である。

この第３実施例では、第２ディジタルプリディストータ２０$_2$の出力を送信信号Ｓと異なる帯域に周波数変換するために、局部発振器３４Ａとミキサ３４Ｂと帯域通過フィルタ３４Ｃからなるアップコンバータ３４を新たに備えている。第３実施例は、送信信号の広帯域化に対応する。第１及び第２実施例は、前置歪処理とパイロット信号の生成及び注入処理とディジタル信号処理の演算量を少なく構成できる特徴があるが、送信信号の広帯域化によりディジタルアナログ変換器３１の能力が不足する可能性がある。また、パイロット信号は送信信号Ｓと異なる帯域に注入されるため、送信信号の帯域幅以上の信号帯域幅をディジタルアナログ変換できる能力がディジタルアナログ変換器３１に要求される。この点に関して、第３実施例は送信信号とパイロット信号をそれぞれ異なるディジタルプリディストータ20_1，20_2とディジタルアナログ変換器31_1，31_2を用いる。このように独立したディジタルアナログ変換系統により、送信信号の広帯域化またはオーバーサンプリング数の増加などの信号変換をより柔軟に行うことができる。第１及び第２ディジタルプリディストータ20_1，20_2はディジタルプリディストータ用制御部５０にて同期して各奇数次の係数を補正する。

【００２８】

第４実施例

図８に第４実施例を示す。第４実施例は図７に示した第３実施例におるけパイロット信号発生器１２を図５の実施例におけると同様の変調信号を発生するパイロット信号発生器１２と同様に構成したものである。動作についても第３実施例と同一である。トーン信号のパイロット信号と比べて第４実施例のパイロット信号は、受信機において誤り訂正処理などの復号回路によって検出感度を高められる。パイロット信号に拡散符号を適用すれば、受信機の最低受信感度以下のパイロット信号を抽出できる。

図７及び８に示した第３及び第４実施例では第１及び第２ディジタルプリディストータ20_1，20_2を１つにしてもよい。その場合には、送信信号とパイロット信号の帯域が異なることを利用して図９に示すようにディジタルプリディストータ２０の出力にて送信信号とパイロット信号を分離する信号処理を行う帯域セパレータ３０が設けられ、それによって分離された送信信号Ｓとパイロット信号PLをそれぞれの系統で図７及び８と同様に処理する。

図７、８及び９の各実施例では送信信号とパイロット信号に別々に前置歪処理を行い、別々にディジタルアナログ変換処理を行い、前置歪付加パイロット信号をアップコンバートして前置歪付加送信信号と合成する場合を示したが、図１０に図７の実施例と対応する変形実施例を示す。この実施例においては、周波数変換部３３により周波数f_Cとは異なるキャリア周波数f_Cでアップコンバートされた前置歪付加送信信号と周波数変換部３４によりキャリア周波数f_C'でアップコンバートされた前置歪付加パイロット信号を加算器３５で合成し、合成信号を増幅器３７に入力する。また、パイロット信号用の周波数変換部３４の局部発振器３４Ａからのキャリア周波数f_C'のキャリア信号をパイロット信号成分検出部４０のミキサ４１に与えてパイロット信号成分を検出する。その他の構成と動作は図７の場合と同様である。

【００２９】

図８及び図９の各実施例についても図１０と同様の変形を適用できることは明らかである。例えば図８の実施例に適用する場合は、図１０における２波トーン信号を発生するパイロット信号発生器１２の代わりに、狭帯域変調信号を発生するパイロット信号発生器で置き換えればよい。図９の実施例に適用する場合は、図１１に示すように帯域セパレータ以降の構成を図１０と同様に構成すればよく、説明を省略する。

【００３０】

図１２は、第１から第４実施例及びそれらの変形実施例におけるディジタルプリディストータ用制御部５０のパイロット信号の検出感度をより高める構成例である。ただし、パイロット信号発生器１２として図２に示した２波のトーン信号を合成してパイロット信号として出力するものを使用する。また、図１２は３次

歪成分のみに関する実施例である。

このディジタルプリディストータ用制御部５０は、３次歪成分抽出部５０Ａと３次歪成分用制御器５２Ａとから構成されている。３次歪成分抽出部５０Ａは基本波生成経路を形成する遅延用メモリ1A11、可変位相器1A12、可変利得器1A13と、５次歪発生経路を形成する５次歪発生器1A21、可変位相器1A22、可変利得器1A23と、７次歪発生経路を形成する７次歪発生器1A31、可変位相器1A32、可変利得器1A33と、減算器1A14，1A24，1A34とから構成されている。

パイロット信号発生器１２から与えられたパイロット信号成分から、基本波経路と、５次歪発生経路と、７次歪発生経路にてそれぞれ遅延基本波成分、５次歪成分及び７次歪成分を生成する。周波数ダウンコンバート部４０により検出されたパイロット信号成分から、減算器1A14，1A24，1A34によりそれぞれパイロット信号の遅延基本波成分と５次歪成分と７次歪成分を順次減算処理を行うことにより、３次歪成分が残り、この３次歪成分が３次歪成分用制御器５２Ａに与えられる。３次歪成分用制御器５２Ａは、与えられた３次歪成分に基づいて図２における制御器５２Ａと同様にディジタルプリディストータ２０の可変位相器２３Ａ及び可変利得器２４Ａを制御する。

減算処理後に遅延基本波成分、５次歪成分、７次歪成分の各残留成分を少なくするために、図１２の制御部５０では可変位相器1A12，1A22，1A32と可変利得器1A13，1A23，1A33により各成分の位相と振幅の調整を行う。これらの調整は、図１２の制御部５０の構成をディジタル信号処理にて実現することで経年変化または温度変化などによる電気的特性の変化がないことから、装置の初期設定時に行うだけでよい。図５の制御部５０と同様の構成により、５次または７などの各奇数次成分を抽出することが可能である。パイロット信号が変調信号の場合でも同様である。

【００３１】

第５実施例

図１３は請求項１５の発明による第５実施例の原理的構成を示す。この構成は、送信信号発生器１１からの送信信号Ｓに前置歪処理を与えるディジタルプリディストータ２０と、その出力をアナログ信号に変換するデジタル・アナログ変換

器３１と、変換されたアナログ信号を増幅する電力増幅器３７と、その増幅出力を２つに分配する分配器３９と、分配された一方から歪を検出する歪検出器５１と、検出された歪に基づいて可変位相器２３と可変利得器２４を制御する制御器５０を有する。更に、ディジタルプリディストータ２０内には電力増幅器３７の図２０に示した周波数特性に対し、その逆特性を歪発生器２２で発生された歪に与える周波数特性補償器２８が歪発生器２２の出力側に挿入されている。

送信信号発生器１１からの入力信号Ｓはプリディストータ２０の線形伝達経路２Ｌと歪発生経路２Ｄに分配される。歪発生経路２Ｄに分配された入力信号を用いてべき級数モデル歪発生器２２では奇数次の歪信号Ｄを発生する。周波数特性補償器２８はこの歪信号Ｄの周波数対振幅特性と周波数対位相特性を、増幅器３７の周波数特性の逆特性となるように調整する。周波数特性補償器２８の出力は可変位相器２３と可変利得器２４により位相と利得が調整されて調整歪信号D'とされ、合成器２５に与えられる。線形伝達経路２Ｌに分配された信号は、遅延用メモリ２１によって歪発生経路２Ｄに対する信号の遅延量が補正される。合成器２５は線形伝達経路２Ｌと歪発生経路２Ｄを経た信号ＳとD'を合成する。

【００３２】

この構成においても、温度変化や経年変化による電力増幅器３７の特性変化に対して高精度な歪補償量を保つために、電力増幅器３７の出力が分配器３９を介して歪検出器５１により常にモニタされ、歪検出器５１が歪補償効果の劣化を感知すると、制御器５によって可変位相器２３、可変利得器２４及び周波数特性補償器２８のパラメータをそれぞれ変化させる。これにより、高い歪補償効果を常に維持することができる。

図１４を参照して図１３における周波数特性補償器２８により高精度歪補償を行うことができる原理を説明する。周波数特性Ａを有する電力増幅器３７により入力信号ＳはD_Sのように歪が発生したとする。このような歪を打ち消すために、Ｂのように周波数特性補償器２８の周波数特性を電力増幅器３７の周波数特性Ａと逆特性となるようにし、歪発生器２２の歪Ｄの周波数対振幅特性と周波数対位相特性を調整する。可変利得器２４で利得を電力増幅器３７で発生する歪を打ち消すことができるレベルにして、位相調整器２３で逆位相となるように調整する

。D'は調整後の特性を示す。その結果、合成器２５の出力はS+D'に示すように周波数特性を補償した歪D'と信号Ｓの合成したものとなる。この信号S+D'はデジタル・アナログ変換器３１を通して電力増幅器３７に与えられることにより、電力増幅器３７の周波数特性を打ち消すことができ、従って、電力増幅器３７の出力S_Aにおいて歪が相殺されている。

【００３３】

図１５は図１３に示した第５実施例の原理的構成に基づく具体的実施例を示す。この実施例は、ディジタルプリディストータ２０、ディジタルアナログ変換器３１、エリアジングカット用低域通過フィルタ３２、局部発振器３３Ａとミキサ３３Ｂと帯域通過フィルタ３３Ｃからなる周波数変換部３３と、電力増幅器３７と、信号抽出部３８を構成する方向性結合器３８Ａと、信号抽出用帯域通過フィルタ３８Ｂと、周波数ダウンコンバート部４０を構成するミキサ４１と帯域通過フィルタ４２と、ディジタルプリディストータ用制御器５０からなる。周波数ダウンコンバート部４０はダウンコンバートした抽出信号をディジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換器を含んでいる。ディジタルプリディストータ２０は７次までの構成であるが、次数は構成より異なっても良い。

べき級数モデルを用いたプリディストータ２０は、送信信号の基本波成分が通過する線形伝達経路とべき級数による各奇数次の歪発生経路の加算による構成である。各奇数次歪発生器２２Ａ，２２Ｂ，２２Ｃは、入力される送信信号を各奇数次乗の演算処理を行う。例えば送信信号をｘとすれば、３次歪発生器はx^3の演算処理を実行する。各周波数特性補償器２８Ａ，２８Ｂ，２８ＣとしてはFIR(finite impulse response)フィルタを使用し、フィルタ係数をフィルタ係数用制御器５３Ａ，５３Ｂ，５３Ｃにより設定制御する。フィルタの周波数特性は、フィルタに与える係数により決定される。歪発生器２２Ａ，２２Ｂ，２２Ｃの出力歪信号をフィルタ２８Ａ，２８Ｂ，２８Ｃに入力することで、歪信号の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を変化させることができる。

【００３４】

電力増幅器３７の出力信号は、方向性結合器３８Ａと帯域通過フィルタ３８Ｂにより抽出され、周波数ダウンコンバート部４０にてダウンコンバータされる。

ディジタルプリディストータ用制御部５０の入力信号はダウンコンバータされた信号をアナログ・デジタル変換器４４でディジタル化した信号である。ディジタルプリディストータ用制御部５０は、各奇数次の歪検出器５１Ａ，５１Ｂ，５１Ｃとしての歪成分抽出用帯域通過フィルタと、各奇数次歪成分に対応する制御器５２Ａ，５２Ｂ，５２Ｃと、各次数のFIRフィルタ２８Ａ，２８Ｂ，２８Ｃの係数を制御するフィルタ用制御器５３Ａ，５３Ｂ，５３Ｃより構成される。各奇数次歪成分用制御器５２Ａ，５２Ｂ，５２Ｃはディジタルプリディストータ２０のそれぞれに対応する歪発生器２２Ａ，２２Ｂ，２２Ｃ出力の可変利得器２４Ａ，２４Ｂ，２４Ｃ及び可変位相器２３Ａ，２３Ｂ，２３Ｃを制御する。なお、制御器５２Ａ，５２Ｂ，５２Ｃ，５３Ａ，５３Ｂ，５３Ｃは図１３における制御器５を構成している。

各奇数次用のFIRフィルタ用制御器５３Ａ，５３Ｂ，５３Ｃはそれぞれに対応するFIRフィルタの係数を制御する。歪検出器５１Ａ，５１Ｂ，５１Ｃで、奇数次歪成分である信号を帯域通過フィルタなどで抽出する。抽出された信号を用いて電力増幅器３７の出力にて所定の帯域外漏洩電力比を達成する歪補償量まで、奇数次歪発生器２２Ａ，２２Ｂ，２２Ｃの出力に基づいて可変利得器２４Ａ，２４Ｂ，２４Ｃと可変位相器２３Ａ，２３Ｂ，２３Ｃを制御器５２Ａ，５２Ｂ，５２Ｃで制御する。同時に、電力増幅器３７の周波数特性を抽出して、各奇数次のFIRフィルタ２８Ａ，２８Ｂ，２８Ｃの係数を制御する。パラメータの制御方法には、各種最適化手法のアルゴリズムを適用できる。

【００３５】

第６実施例

ディジタルディストータ２０の各周波数特性補償器２８Ａ，２８Ｂ，２８ＣにＦＦＴを用いた線形電力増幅器の実施例を図１６に示す。この実施例は図１５の実施例において、各周波数特性補償器２８Ａ，２８Ｂ，２８Ｃ（代表して２８Ａの場合で説明する）としてFIRフィルタの代わりにFFT（ファーストフーリエ変換器）２８Ａ１と、係数乗算器２８Ａ２と、IFFT（逆ファーストフーリエ変換器）２８Ａ３の組を使用するように構成したものであり、周波数特性補償器２８Ｂ，２８Ｃについても同様である。それ以外の部分は、図１５の実施例と同じである

。例えば３次歪発生器２２Ａからの歪信号はFFT28A1で複数サンプル毎にフーリエ変換により周波数領域サンプルに変換され、それらの各周波数点のサンプルの振幅は係数乗算器２８Ａ２でフィルタ用制御器５３Ａからの係数と乗算され、更にIFFT２８Ａ３で逆フーリエ変換されて時間領域のサンプルとされる。他の周波数特性補償器２８Ｂ，２８Ｃも同様である。FFTによる周波数特性制御は、このようにFFTの各乗算係数の制御によって可能である。ディジタルプリディストータ用制御器５０は、各歪次数の可変利得器と可変位相器とFFTの乗算係数を電力増幅器３７が生成する歪成分を所定値以下にするように制御する。

【００３６】

第７実施例

図１７にこの発明の第７実施例を示す。この実施例は、図１５の実施例を図２で示した２つのパイロット信号を使用してディジタルプリディストータ２０の調整を行うように構成したものである。

べき級数モデルを用いたディジタルプリディストータ２０の各奇数次歪発生器２２Ａ，２２Ｂ，２２Ｃは、入力される送信信号及びパイロット信号を各奇数次乗の演算処理を行う。例えば送信信号及びパイロット信号の和をxとすれば、3次歪発生器はx^3の演算処理を実行する。周波数特性補償器２８Ａ，２８Ｂ，２８Ｃは、図１５の実施例のようにFIRフィルタで構成してもよいし、または図１６の実施例のようにFFTと係数乗算器とIFFTにより構成してもよい。

ディジタルプリディストータ用制御器５０は、各歪検出器５１Ａ，５１Ｂ，５１Ｃとしての奇数次歪成分抽出用帯域通過フィルタと、各奇数次歪成分に対応する制御器５２Ａ，５２Ｂ，５２Ｃと各奇数次歪成分に対応するフィルタ用制御器５３Ａ，５３Ｂ，５３Ｃにより構成される。各奇数次歪成分用制御器５２Ａ，５２Ｂ，５２Ｃはディジタルプリディストータ２０のそれぞれに対応する歪成分発生器２２Ａ，２２Ｂ，２２Ｃの可変利得器２４Ａ，２４Ｂ，２４Ｃ及び可変位相器２３Ａ，２３Ｂ，２３Ｃを制御し、フィルタ用制御器５３Ａ，５３Ｂ，５３Ｃは周波数特性補償器２８Ａ，２８Ｂ，２８Ｃの係数を制御する。パイロット信号に等レベル２波トーン信号が用いられているため、電力増幅器３７の出力にてトーン信号近傍に現れる奇数次の歪成分を各歪検出器５１Ａ，５１Ｂ，５１Ｃとし

ての奇数次歪成分抽出用帯域通過フィルタにて抽出する。この第７実施例のディジタルプリディストータ用制御器５０はディジタル信号処理にて構成しているが、同様の構成をアナログ回路で構成してもよい。周波数特性補償は、図３で説明したパイロット信号の下側及び上側帯域に現れる歪成分P_{D3L}，P_{D3H}を使用する。

【００３７】

周波数特性補償は、図３において上側及び下側の歪信号P_{D3H}，P_{D3L}を用いて周波数特性を補正する。例えば、フィルタ用制御器５３Ａ，５３Ｂ，５３Ｃは歪検出器５１Ａ，５１Ｂ，５１Ｃからの上側と下側の歪成分P_{D3H}，P_{D3L}の検出値を線形補間することで周波数特性をモニタ値から推定する。周波数特性補償器２８Ａ，２８Ｂ，２８Ｃを構成するFIRフィルタまたはは、線形補間された数値を各乗算係数に設定する。以後、所定の歪抑圧量対周波数特性を達成するまで、フィルタ又はFFTで乗算する係数を調整する。これら制御方法には、各種最適化手法のアルゴリズムを適用できる。

パイロット信号には変調波を用いても、上記と同様の効果が得られる。また、パイロット用のプリディスト一タと送信信号用のプリディストータに分割しても同様の効果が得られる。

図１５、１６に示したディジタルプリディストータ２０の構成とディジタルプリディストータ用制御部５０の構成を、図７、８、１０の各実施例における２つのディジタルプリディストータ20_1、20_2とディジタルプリディストータ用制御部５０に適用してもよい。同様に、図１５、１６に示したディジタルプリディストータ２０の構成とディジタルプリディストータ用制御部５０の構成を図９、１１に示したディジタルプリディストータ２０及びディジタルプリディストータ用制御部５０に適用してもよい。

上述の図１３、１５、１６及び１７の実施例において、周波数特性補償器としてFIRフィルタを使用する例を示したが、IIR(infinite impulse response)フィルタを使用してもよい。

【００３８】

【発明の効果】

以上説明したように、この発明によれば、増幅器３７の出力からパイロット信

号成分を抽出し、そのパイロット信号成分から抽出した奇数次歪成分のレベルが小さくなるようにディジタルプリディストータのべき級数モデルの奇数次歪を直接的に帰還制御するので、経年変化や温度変化の小さい線形電力増幅器を構成することができる。

また、奇数次歪発生器により発生された奇数次歪に対し、電力増幅器の周波数特性と逆特性の周波数特性で補償することにより、広い帯域に渡って電力増幅器の歪を除去可能となる。

本発明による効果は以下である。

(1)高い歪補償量を達成。

(2)簡易な構成。

(3)小型な送信機の提供。

【図面の簡単な説明】

【図１】

この発明による線形電力増幅器の原理的構成を示す図。

【図２】

この発明による線形電力増幅器の第１実施例を示す図。

【図３】

図３の各部の信号のスペクトルを模式的に示す図。

【図４】

この発明による線形電力増幅方法を実施する処理手順を示すフロー図。

【図５】

この発明による線形電力増幅器の第２実施例を示す図。

【図６】

図６における各部のスペクトルを模式的に示す図。

【図７】

この発明による線形電力増幅器の第３実施例を示す図。

【図８】

この発明による線形電力増幅器の第４実施例を示す図。

【図９】

この発明による線形電力増幅器の第５実施例を示す図。

【図１０】

図７の変形実施例を示す図。

【図１１】

図９の変形実施例を示す図。

【図１２】

ディジタルプリディストータ用制御部の他の構成例を示す図。

【図１３】

この発明による線形電力増幅器の第５実施例の原理的構成を示す図。

【図１４】

第５実施例の動作を説明するためのグラフ。

【図１５】

第５実施例の具体的構成例を示す図。

【図１６】

この発明の第６実施例の構成例を示す図。

【図１７】

この発明の第７実施例の構成を示す図。

【図１８】

効率対1dB利得圧縮点からの出力バックオフの関係を示すグラフ。

【図１９】

３次歪成分に関する振幅偏差と位相偏差の関係を示すグラフ。

【図２０】

電力増幅器の振幅対周波数及び位相対周波数特性の例を示すグラフ。

【書類名】　図面

【図１】

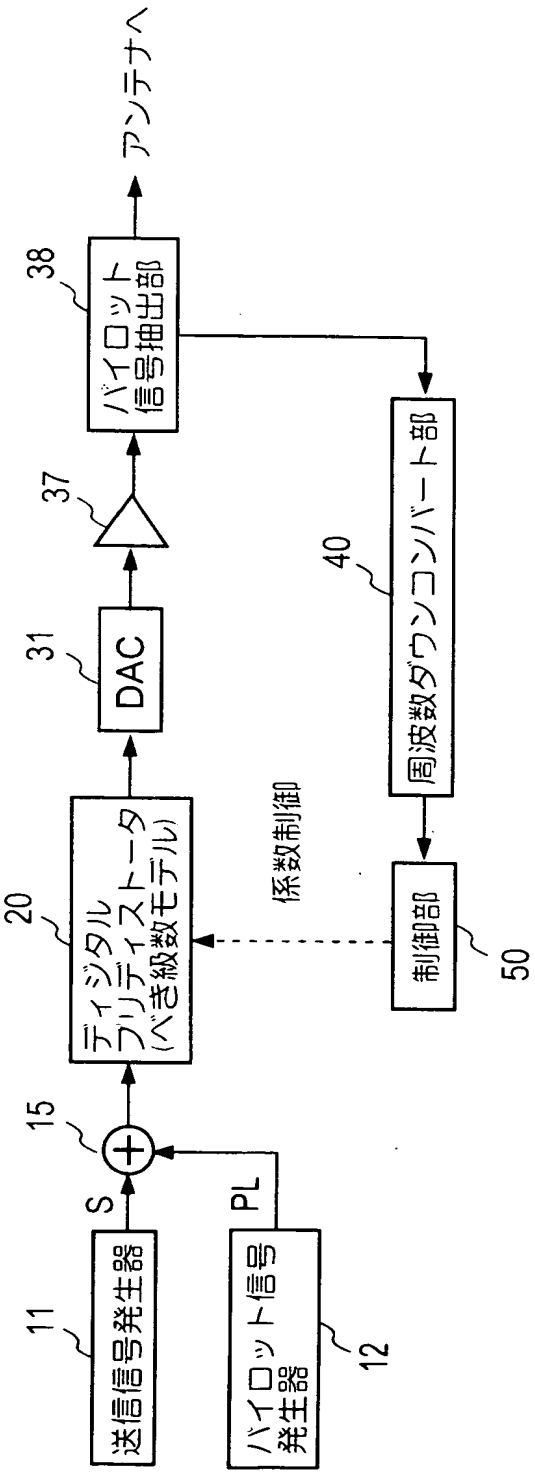

アンテナへ
38
パイロット信号抽出部
37
31
DAC
20
ディジタルプリディストータ（べき級数モデル）
係数制御
40
周波数ダウンコンバート部
50
制御部
15
S
PL
11
送信信号発生器
12
パイロット信号発生器

図1

【図２】

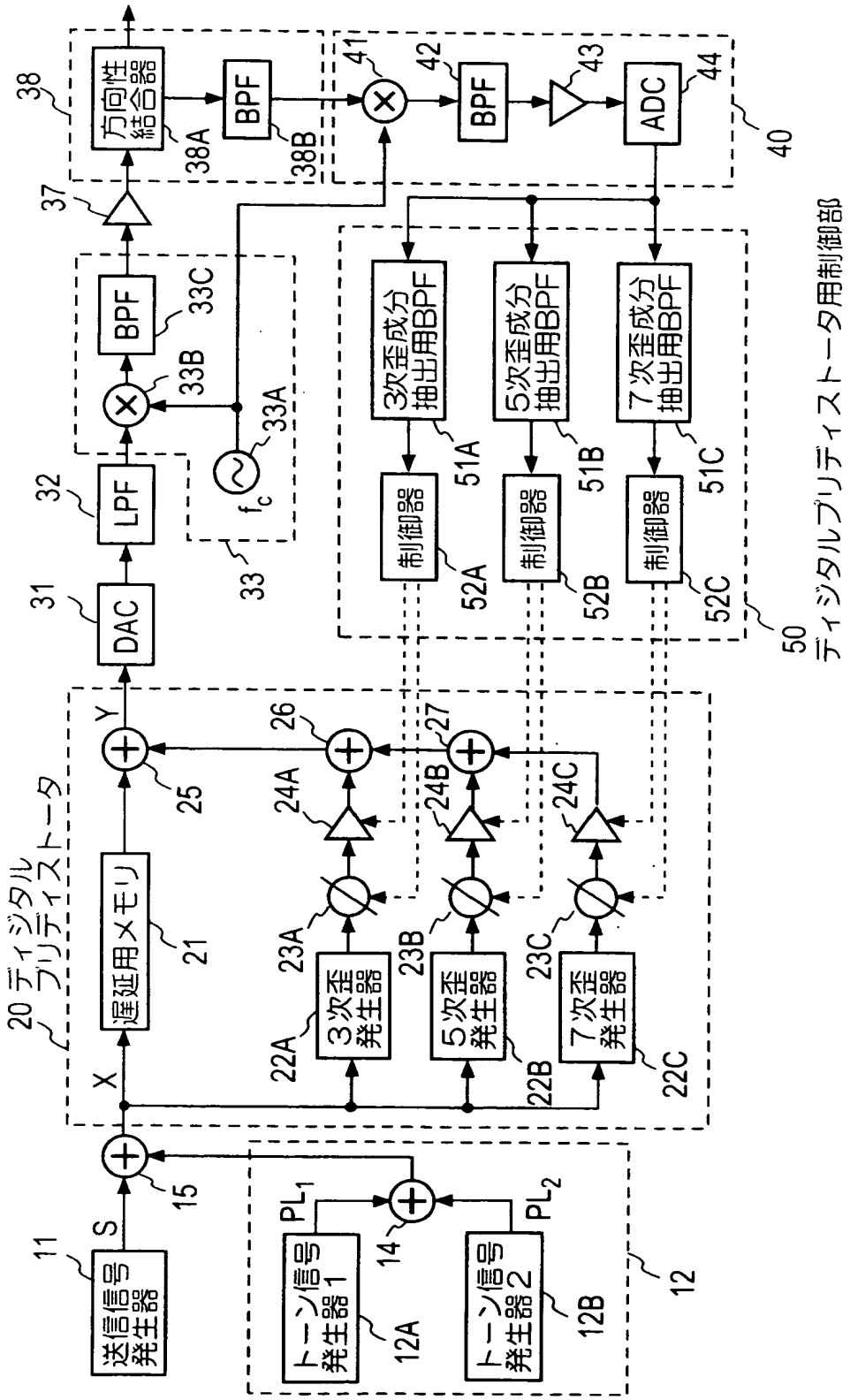

送信信号発生器
11
S
15
PL1
PL2
トーン信号発生器1
12A
トーン信号発生器2
12B
14
12
20 ディジタルプリディストータ
X
Y
遅延用メモリ
21
3次歪発生器
5次歪発生器
7次歪発生器
22A
22B
22C
23A
23B
23C
24A
24B
24C
25
26
27
DAC
31
LPF
32
BPF
33C
33B
33A
fc
33
37
方向性結合器
38A
BPF
38B
38
41
42
BPF
43
ADC
44
40
3次歪成分抽出用BPF
5次歪成分抽出用BPF
7次歪成分抽出用BPF
51A
51B
51C
制御器
52A
52B
52C
50
ディジタルプリディストータ用制御部

図2

【図３】

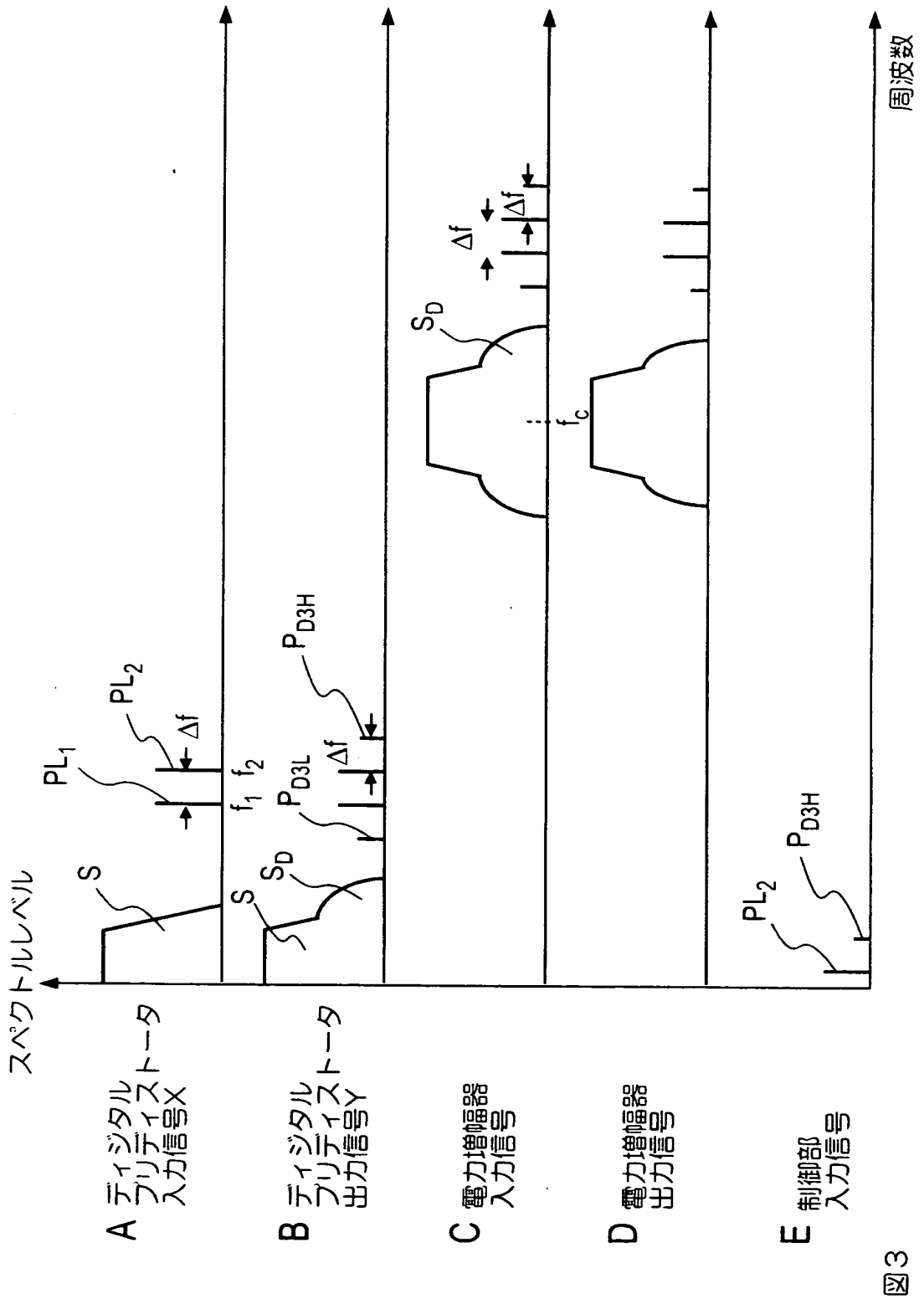

スペクトルレベル
周波数
A ディジタルプリディストータ入力信号X
B ディジタルプリディストータ出力信号Y
C 電力増幅器入力信号
D 電力増幅器出力信号
E 制御部入力信号
S
PL1
PL2
Δf
f1 f2
SD
PD3L
PD3H
fc

図３

【図４】

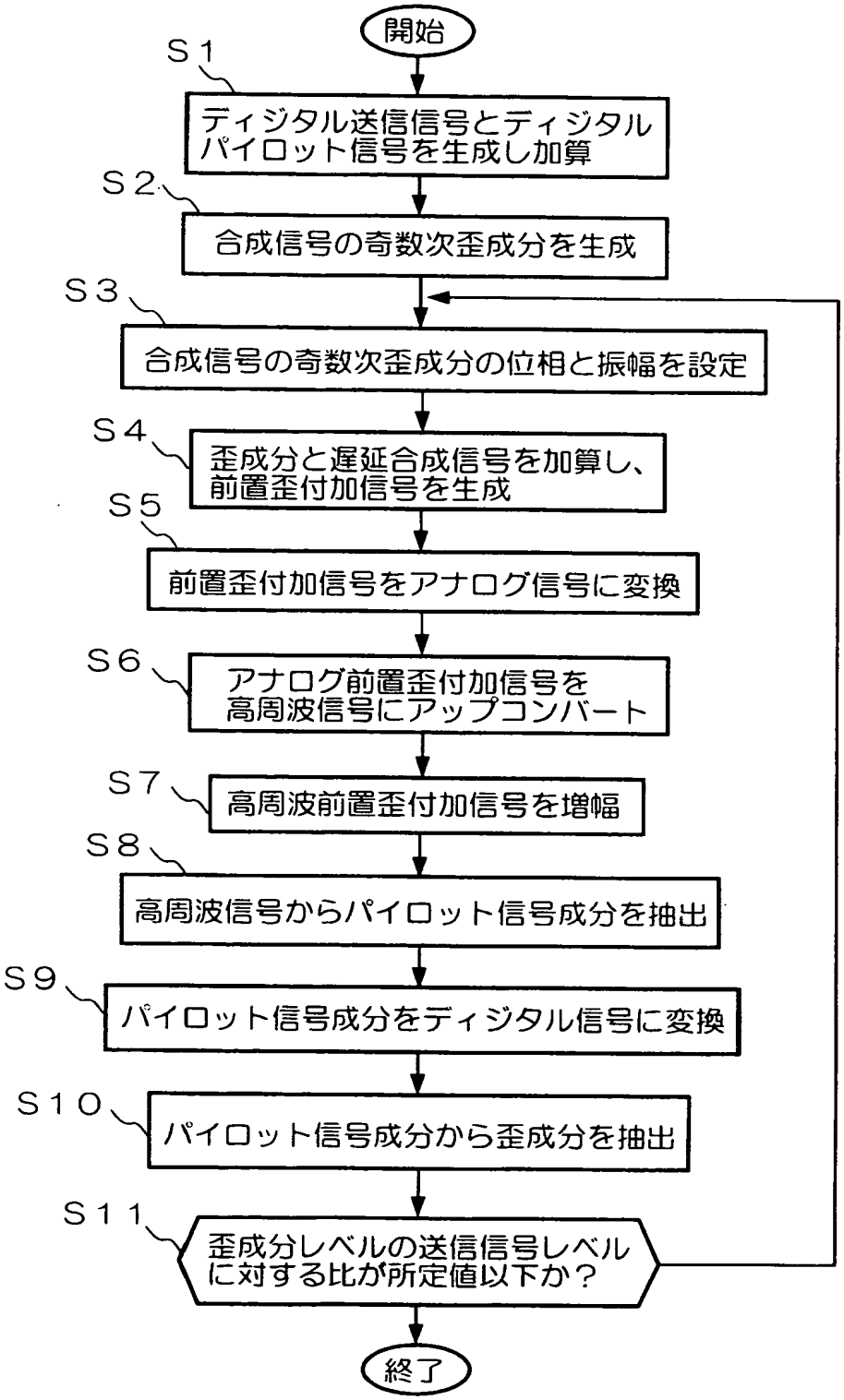

開始
S１
ディジタル送信信号とディジタルパイロット信号を生成し加算
S２
合成信号の奇数次歪成分を生成
S３
合成信号の奇数次歪成分の位相と振幅を設定
S４
歪成分と遅延合成信号を加算し、前置歪付加信号を生成
S５
前置歪付加信号をアナログ信号に変換
S６
アナログ前置歪付加信号を高周波信号にアップコンバート
S７
高周波前置歪付加信号を増幅
S８
高周波信号からパイロット信号成分を抽出
S９
パイロット信号成分をディジタル信号に変換
S１０
パイロット信号成分から歪成分を抽出
S１１
歪成分レベルの送信信号レベルに対する比が所定値以下か？
終了

図４

【図５】

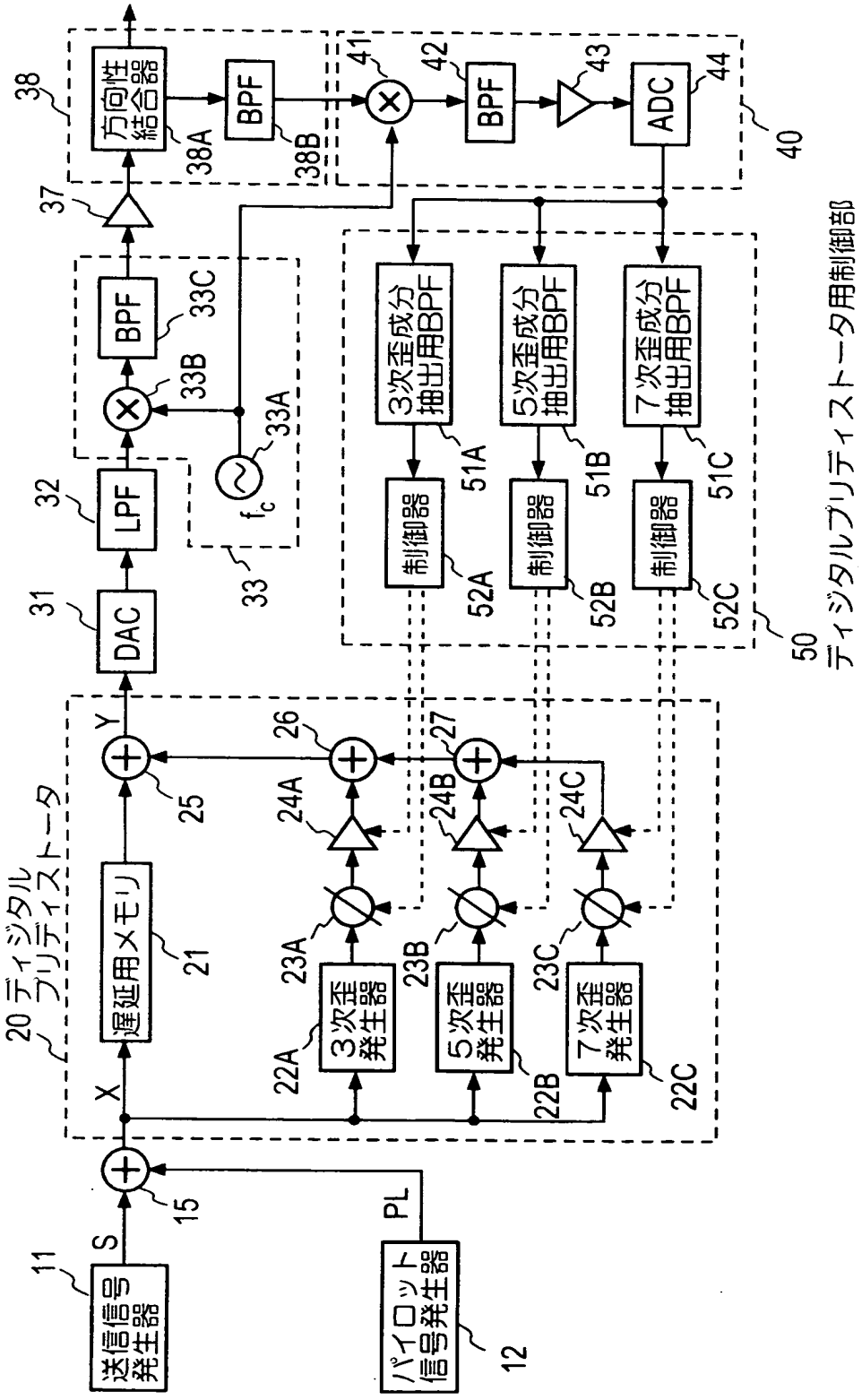

送信信号発生器
11
S
15
PL
パイロット信号発生器
12
20 ディジタルプリディストータ
遅延用メモリ
21
X
Y
DAC
31
LPF
32
BPF
33C
33B
33A
33
f_c
方向性結合器
38
38A
BPF
38B
41
BPF
42
43
ADC
44
40
37
3次歪成分抽出用BPF
5次歪成分抽出用BPF
7次歪成分抽出用BPF
51A
51B
51C
制御器
52A
52B
52C
50
ディジタルプリディストータ用制御部
3次歪発生器
5次歪発生器
7次歪発生器
22A
22B
22C
23A
23B
23C
24A
24B
24C
25
26
27

図5

【図６】

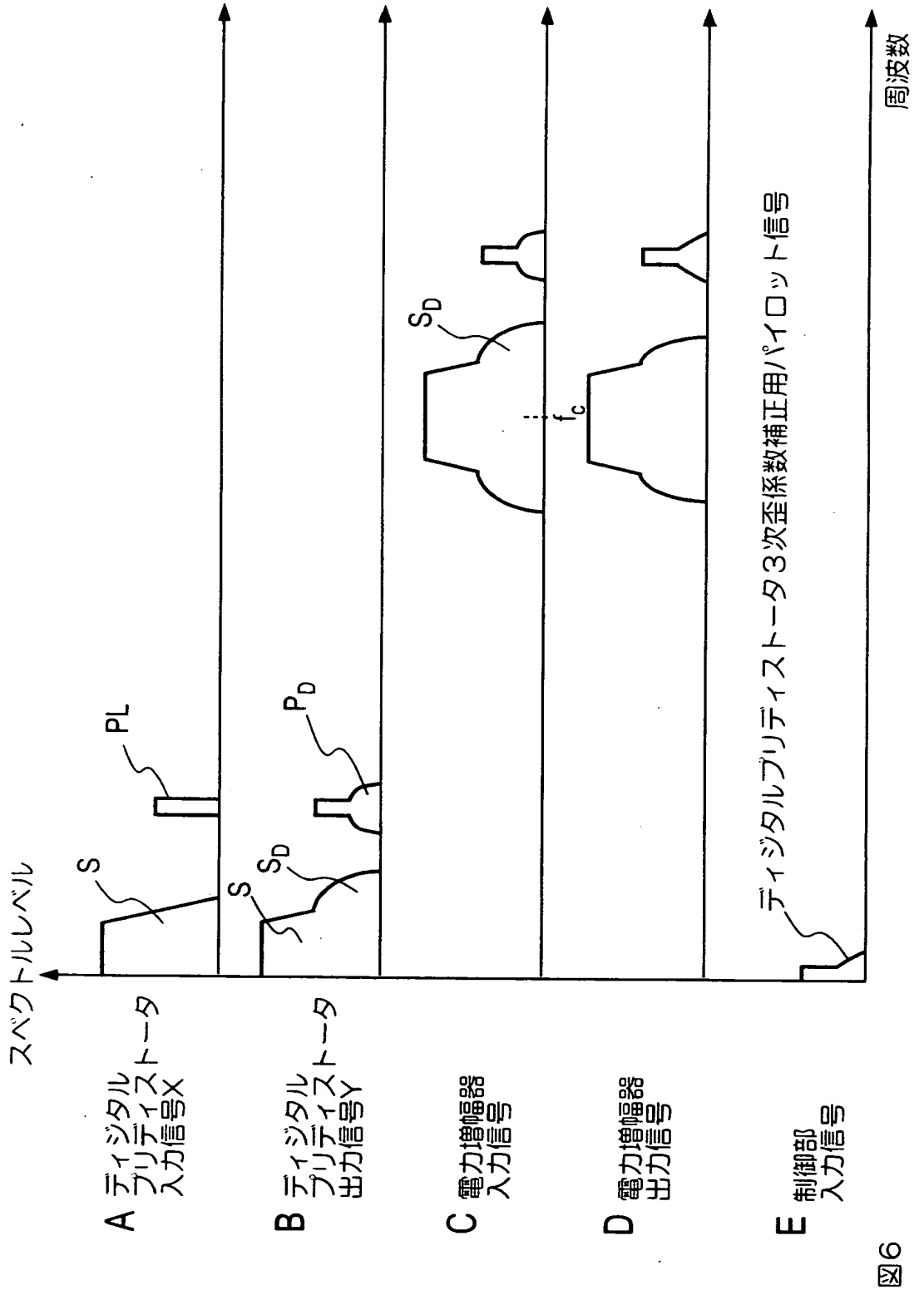

スペクトルレベル
周波数
A ディジタルプリディストータ入力信号X
B ディジタルプリディストータ出力信号Y
C 電力増幅器入力信号
D 電力増幅器出力信号
E 制御部入力信号
S
PL
S
SD
PD
SD
fc
ディジタルプリディストータ3次歪係数補正用パイロット信号

図6

【図７】

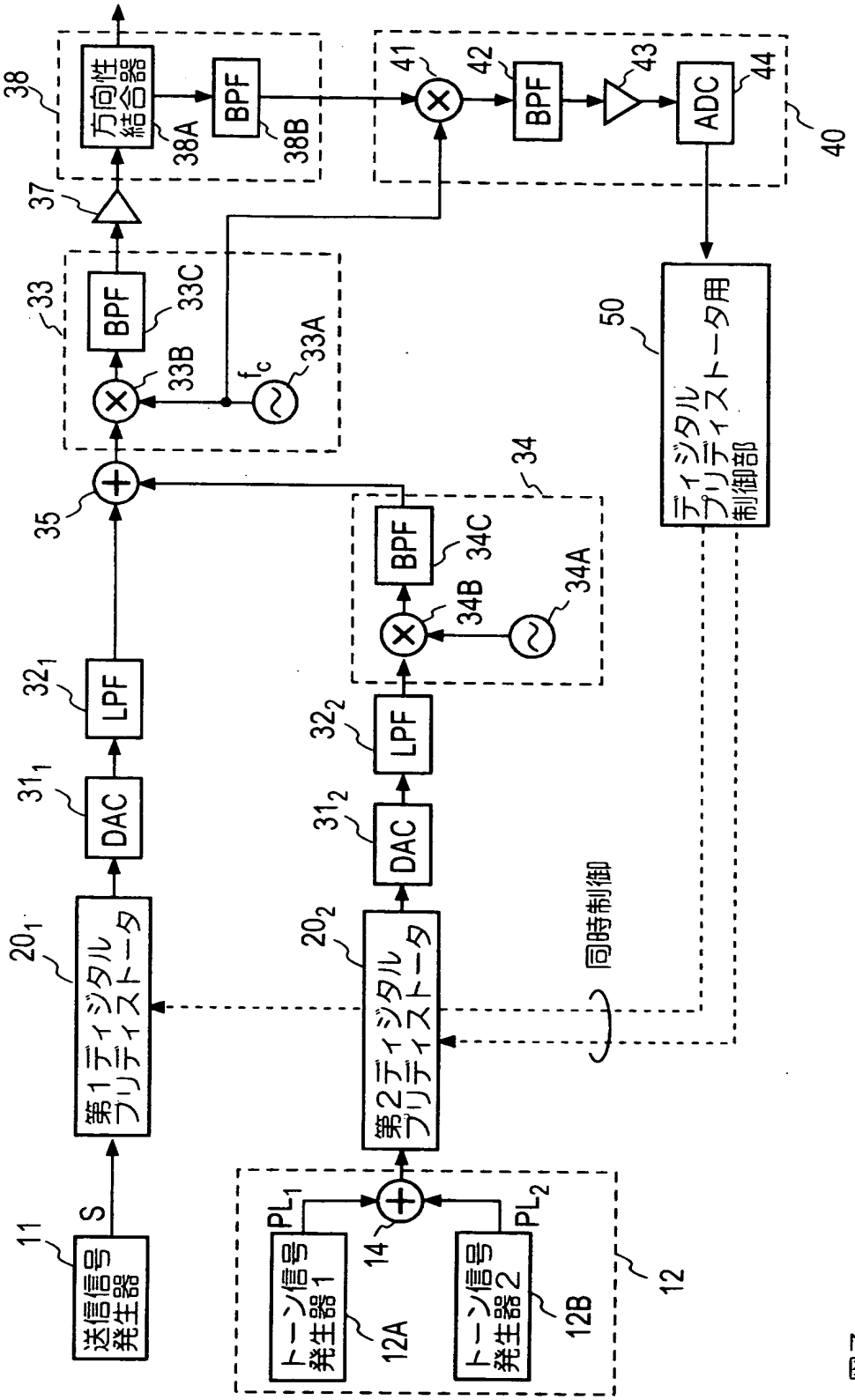

送信信号発生器
S
11
第1ディジタルプリディストータ
20_1
第2ディジタルプリディストータ
20_2
DAC
31_1
DAC
31_2
LPF
32_1
LPF
32_2
トーン信号発生器1
12A
トーン信号発生器2
12B
12
PL_1
PL_2
14
35
BPF
33C
33B
f_c
33A
33
BPF
34C
34B
34A
34
方向性結合器
38A
38
BPF
38B
37
41
BPF
42
43
ADC
44
40
ディジタルプリディストータ用制御部
50
同時制御

図７

【図８】

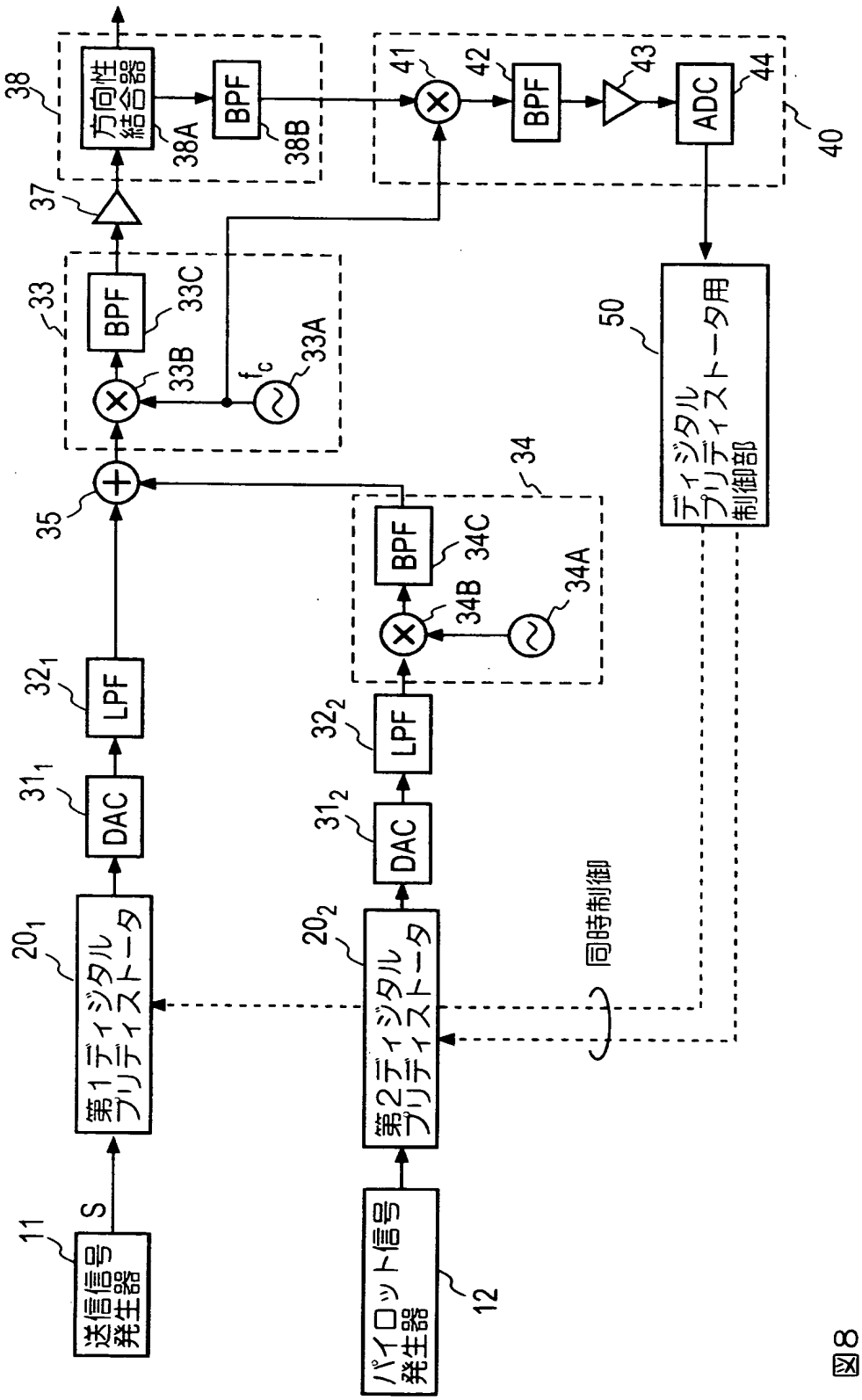

送信信号発生器
11
S
第1ディジタルプリディストータ
20₁
第2ディジタルプリディストータ
20₂
パイロット信号発生器
12
DAC
31₁
DAC
31₂
LPF
32₁
LPF
32₂
BPF
34C
34B
34A
34
BPF
33C
33B
33A
33
方向性結合器
38A
38B
38
BPF
41
42
BPF
43
ADC
44
40
37
35
ディジタルプリディストータ用制御部
50
同時制御

図８

【図９】

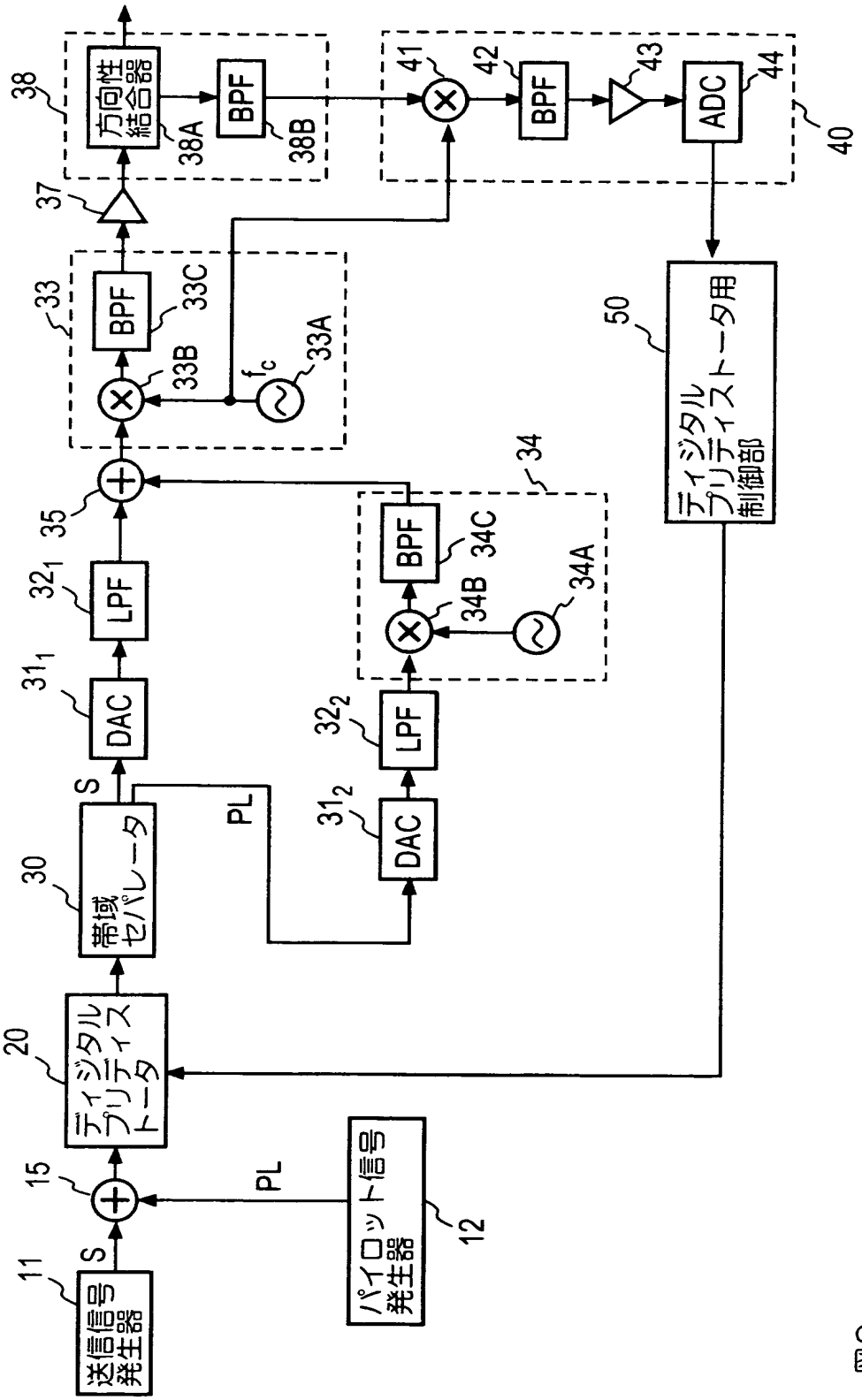

送信信号発生器
11
S
15
PL
パイロット信号発生器
12
ディジタルプリディストータ
20
帯域セパレータ
30
S
PL
DAC
31₁
LPF
32₁
DAC
31₂
LPF
32₂
34
BPF
34C
34B
34A
35
BPF
33C
33B
f_c
33A
33
37
方向性結合器
38
38A
BPF
38B
41
42
BPF
43
ADC
44
40
ディジタルプリディストータ用制御部
50

図９

【図１０】

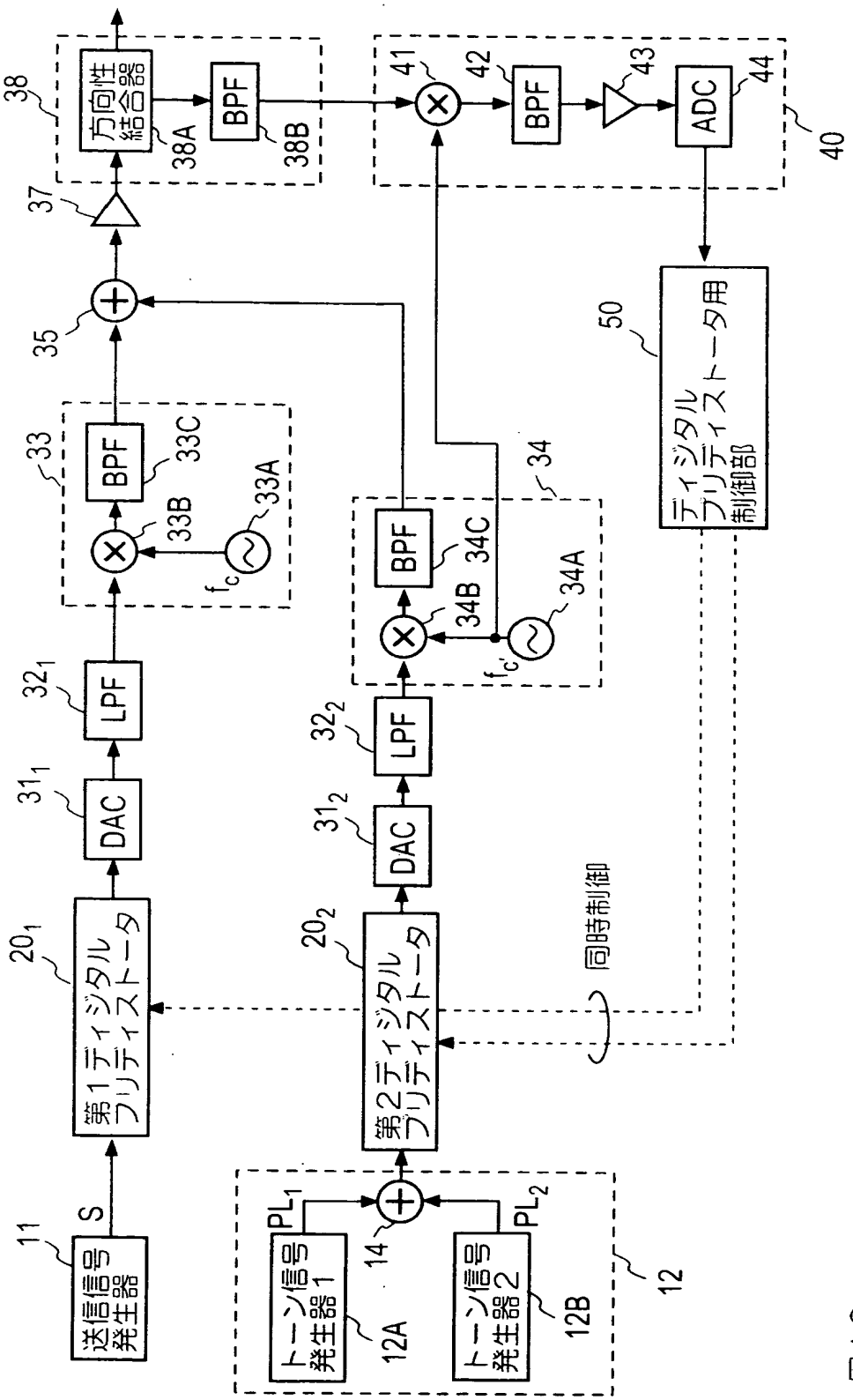

送信信号発生器
11
S
第1ディジタルプリディストータ
20₁
第2ディジタルプリディストータ
20₂
DAC
31₁
DAC
31₂
LPF
32₁
LPF
32₂
トーン信号発生器1
12A
トーン信号発生器2
12B
PL₁
PL₂
14
12
BPF
33C
33B
33A
33
BPF
34C
34B
34A
34
35
方向性結合器
38A
BPF
38B
38
37
41
BPF
42
43
ADC
44
40
ディジタルプリディストータ用制御部
50
同時制御

図１０

【図１１】

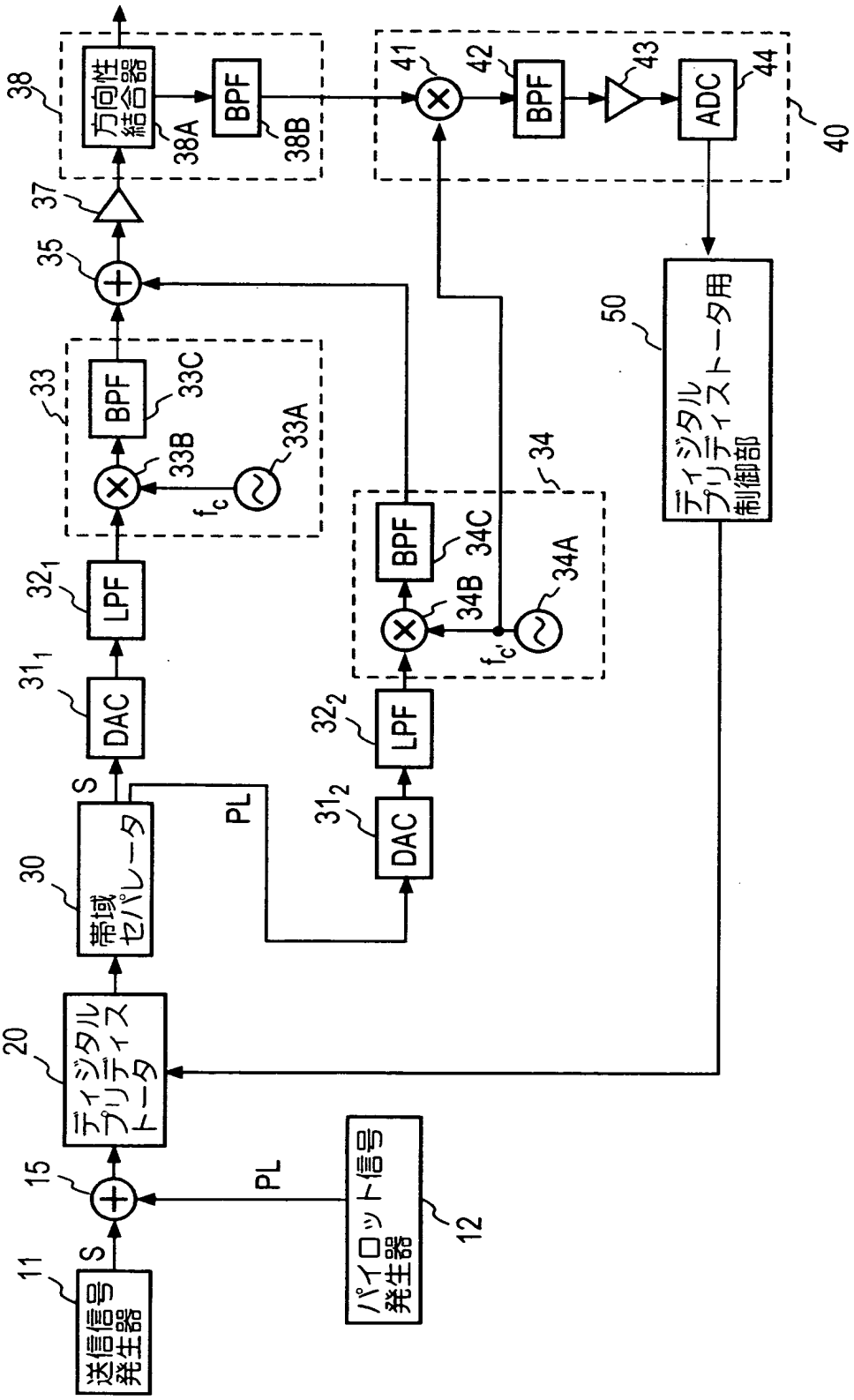

送信信号発生器
11
S
15
PL
パイロット信号発生器
12
ディジタルプリディストータ
20
帯域セパレータ
30
S
PL
DAC
31₁
DAC
31₂
LPF
32₁
LPF
32₂
BPF
33C
33B
33A
f_c
33
BPF
34C
34B
34A
f_c
34
方向性結合器
38
38A
BPF
38B
37
35
41
42
BPF
43
ADC
44
40
ディジタルプリディストータ用制御部
50

図１１

【図１２】

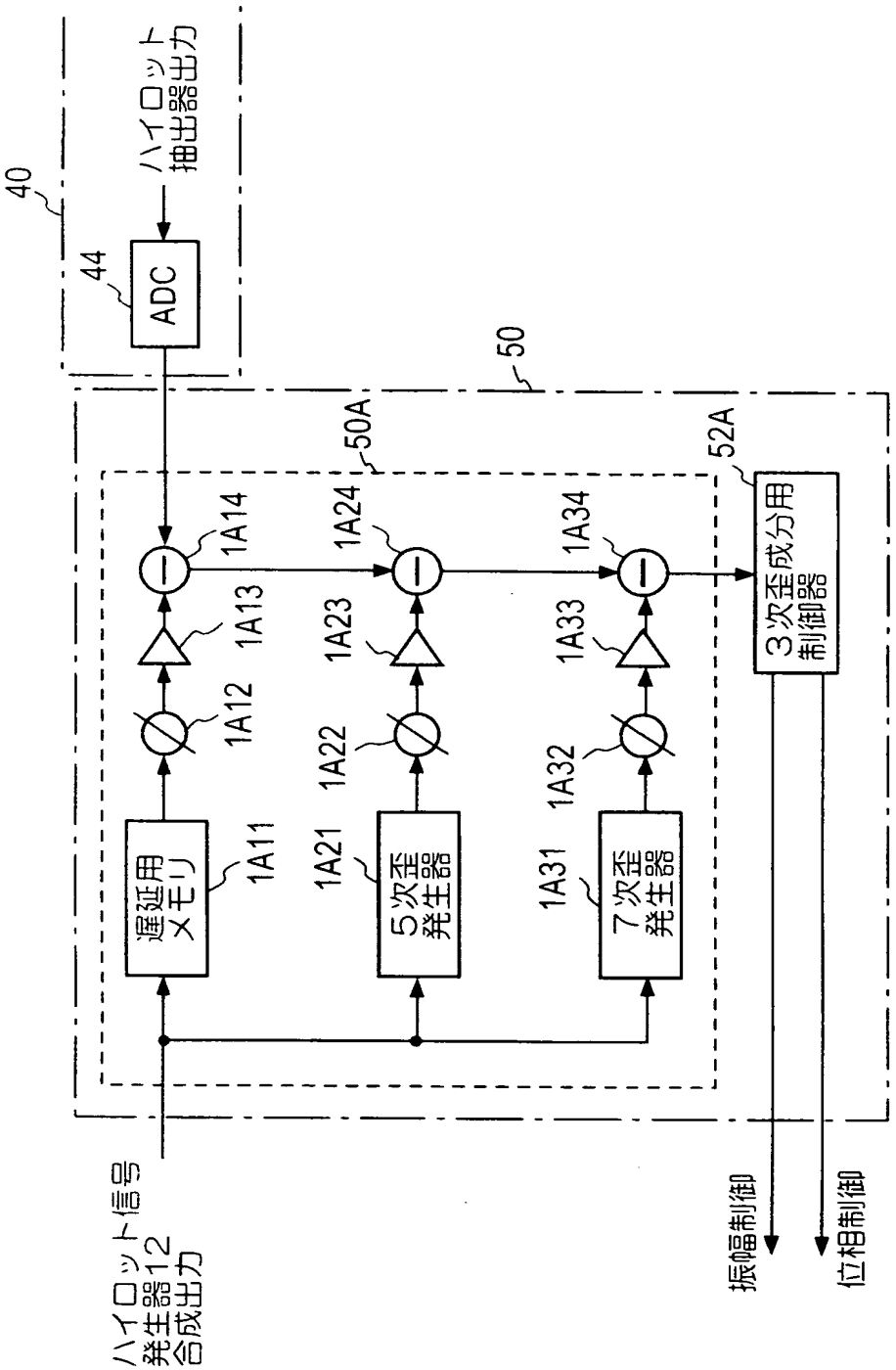

40
ハイロット
抽出器出力
44
ADC
50
50A
52A
1A14
1A24
1A34
1A13
1A23
1A33
1A12
1A22
1A32
1A11
1A21
1A31
遅延用
メモリ
5次歪
発生器
7次歪
発生器
3次歪成分用
制御器
ハイロット信号
発生器12
合成出力
振幅制御
位相制御

図１２

【図１３】

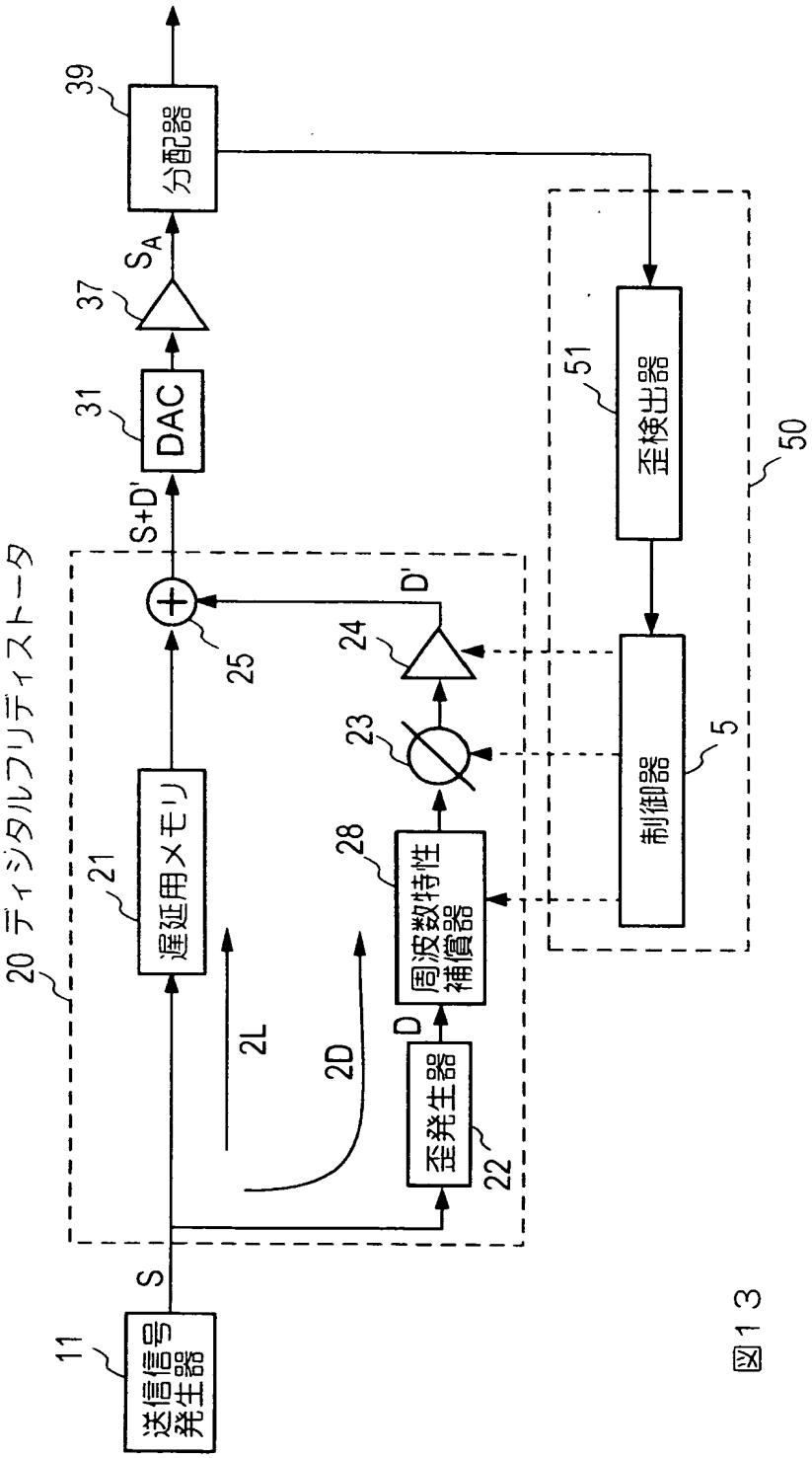

送信信号発生器
11
S
20 ディジタルプリディストータ
遅延用メモリ
21
2L
2D
歪発生器
22
D
周波数特性補償器
28
23
24
D'
25
S+D'
DAC
31
37
S_A
分配器
39
50
歪検出器
51
制御器
5

図１３

【図１４】

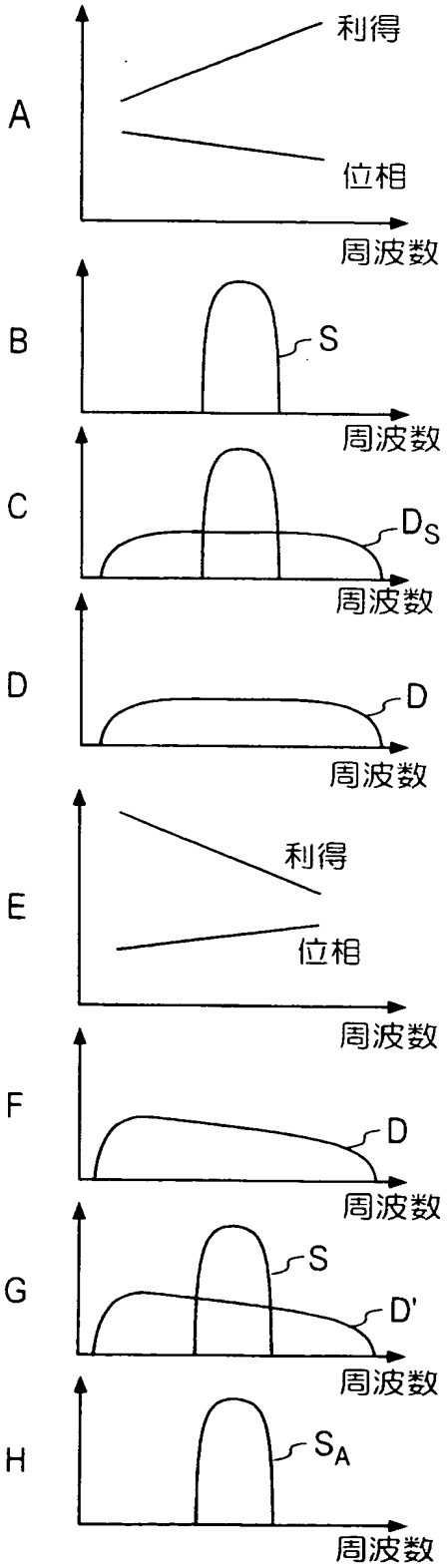


図１４

【図１５】

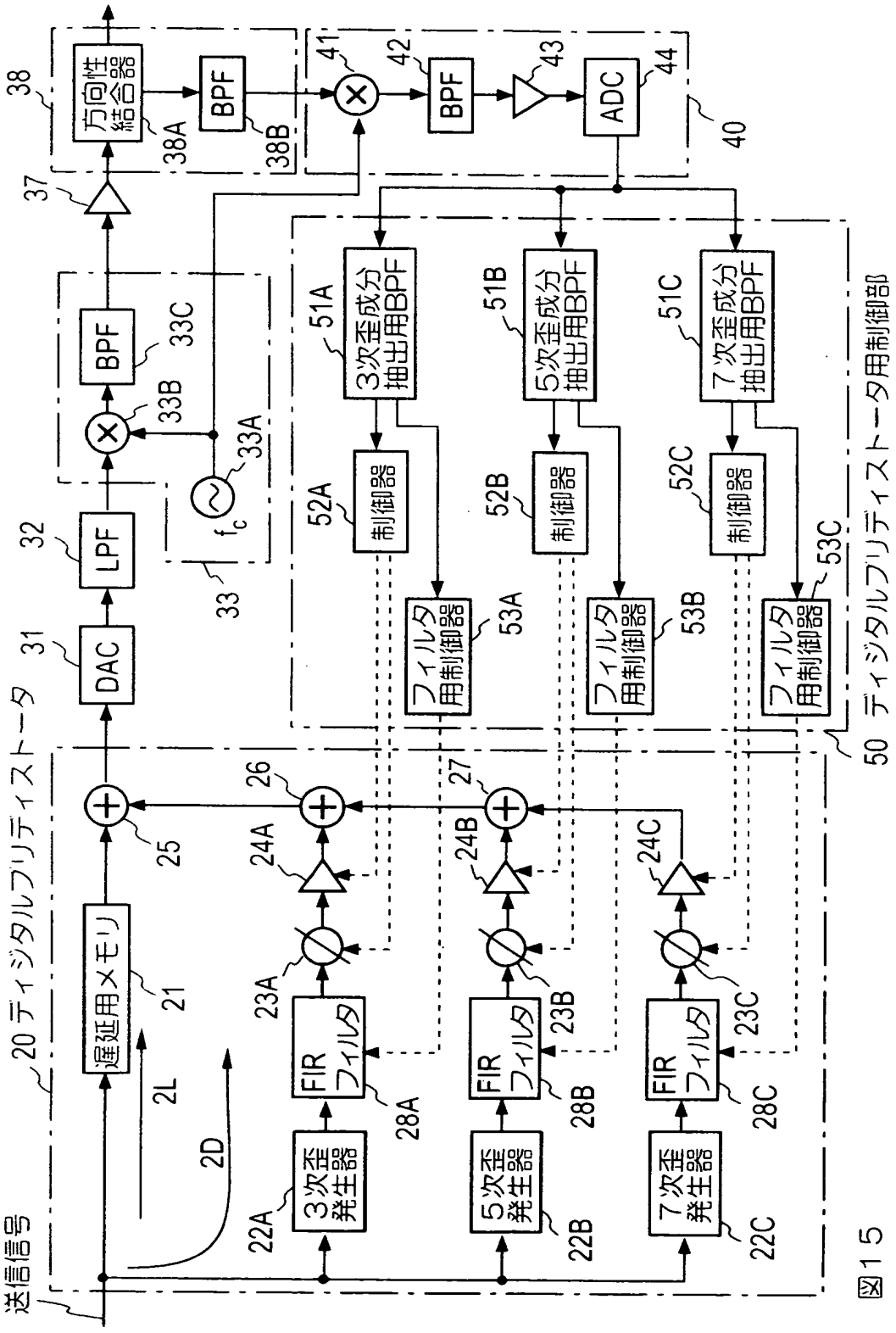

送信信号
20 ディジタルプリディストータ
遅延用メモリ
21
2L
2D
25
26
27
DAC
31
LPF
32
BPF
33C
33B
33A
33
f_c
方向性結合器
38
38A
BPF
38B
41
42
BPF
43
ADC
44
40
37
3次歪成分抽出用BPF
51A
5次歪成分抽出用BPF
51B
7次歪成分抽出用BPF
51C
制御器
52A
制御器
52B
制御器
52C
フィルタ用制御器
53A
フィルタ用制御器
53B
フィルタ用制御器
53C
50 ディジタルプリディストータ用制御部
3次歪発生器
22A
5次歪発生器
22B
7次歪発生器
22C
FIR フィルタ
28A
FIR フィルタ
28B
FIR フィルタ
28C
23A
23B
23C
24A
24B
24C

図１５

【図１６】

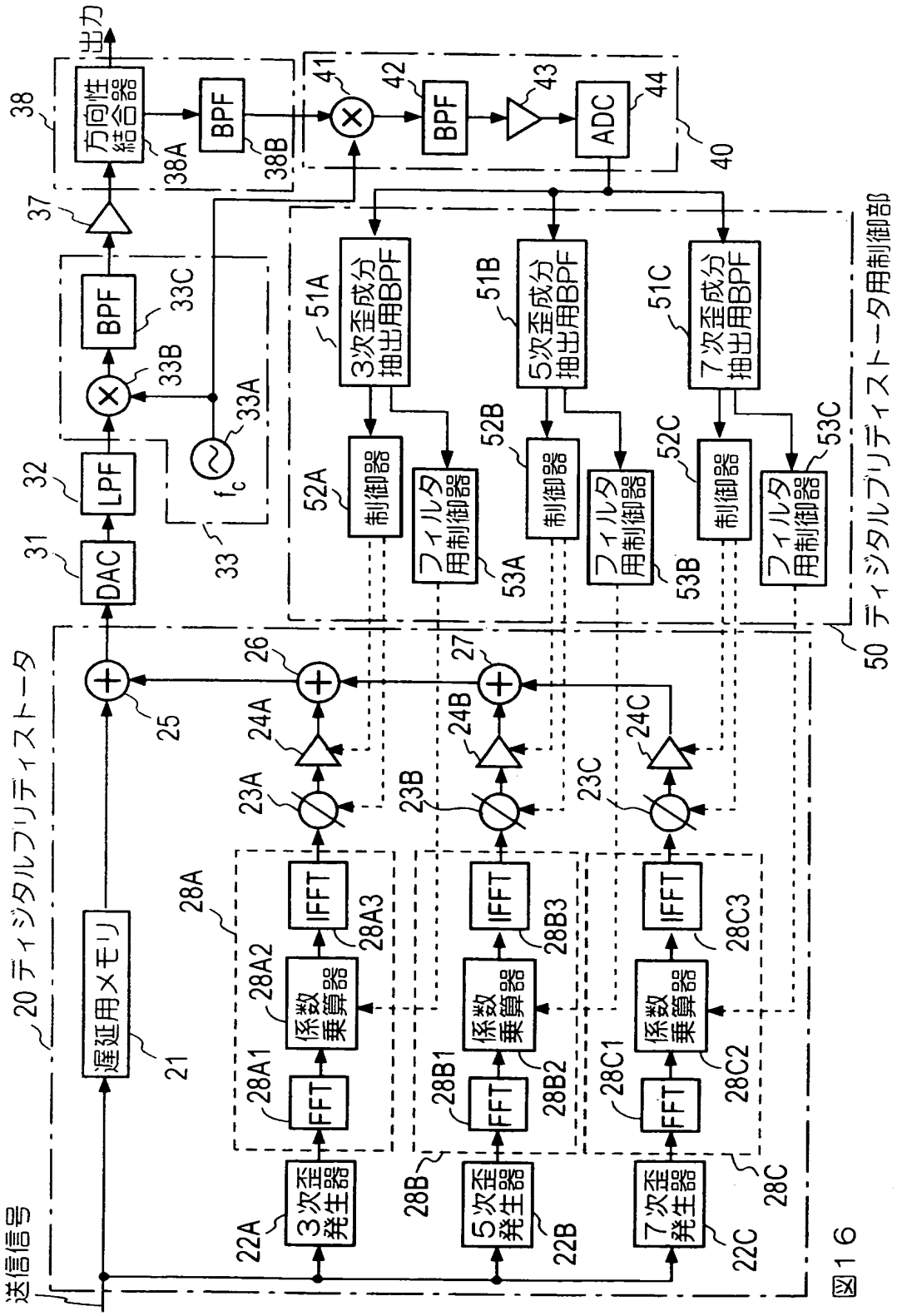

送信信号
20 ディジタルプリディストータ
遅延用メモリ
21
DAC
31
LPF
32
BPF
33C
33B
33A
33
f_c
方向性結合器
38
38A
BPF
38B
出力
41
42
BPF
43
ADC
44
40
37
50 ディジタルプリディストータ用制御部
3次歪成分抽出用BPF
51A
5次歪成分抽出用BPF
51B
7次歪成分抽出用BPF
51C
制御器
52A
フィルタ用制御器
53A
制御器
52B
フィルタ用制御器
53B
制御器
52C
フィルタ用制御器
53C
25
26
27
24A
24B
24C
23A
23B
23C
28A
28B
28C
IFFT
28A3
28B3
28C3
係数乗算器
28A2
28B2
28C2
FFT
28A1
28B1
28C1
3次歪発生器
22A
5次歪発生器
22B
7次歪発生器
22C

図１６

【図１７】

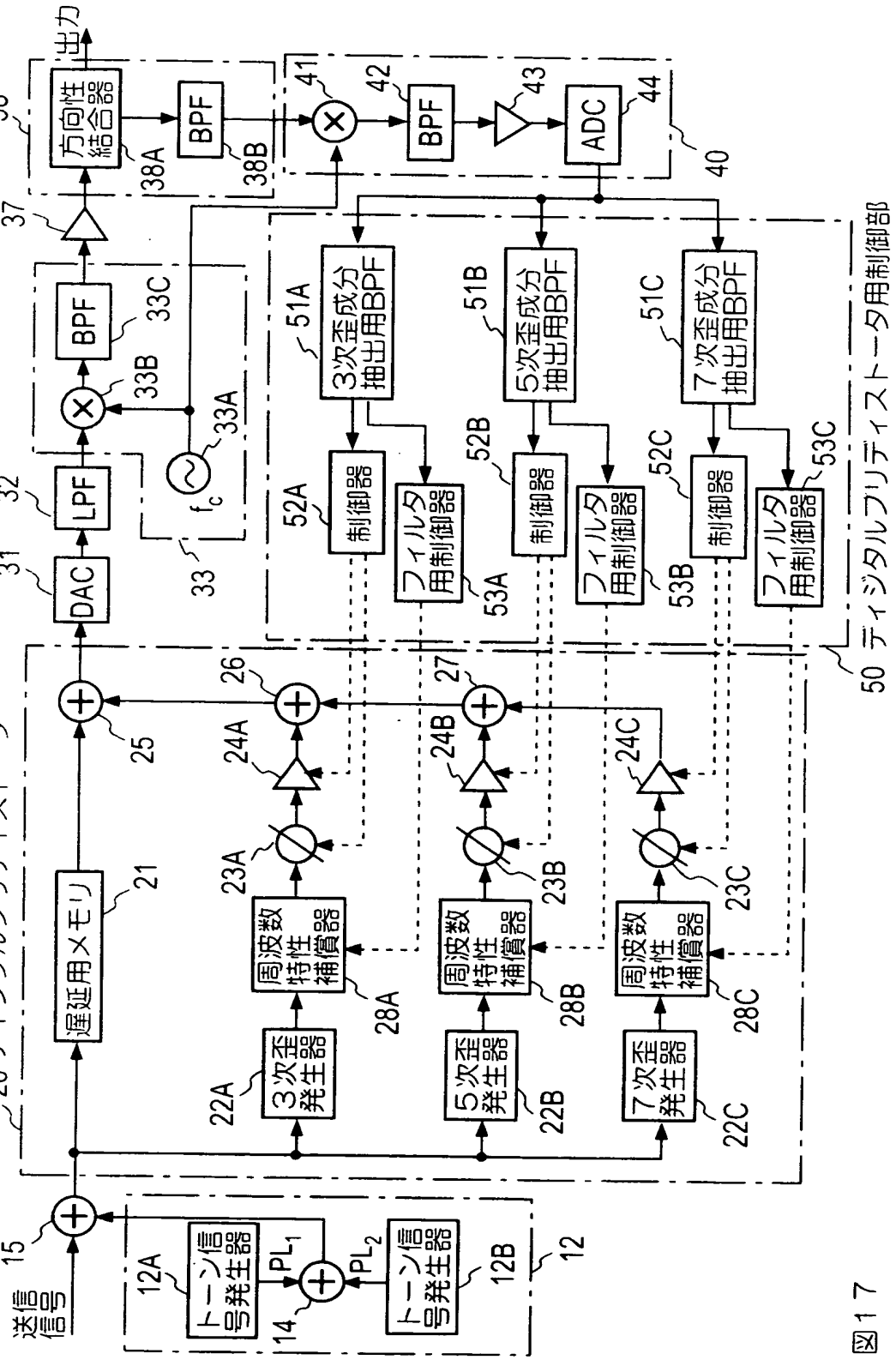

出力
方向性結合器
BPF
ADC
DAC
LPF
BPF
送信信号
トーン信号発生器
トーン信号発生器
遅延用メモリ
周波数特性補償器
周波数特性補償器
周波数特性補償器
3次歪発生器
5次歪発生器
7次歪発生器
3次歪成分抽出用BPF
5次歪成分抽出用BPF
7次歪成分抽出用BPF
制御器
制御器
制御器
フィルタ用制御器
フィルタ用制御器
フィルタ用制御器
20 ディジタルプリディストータ
50 ディジタルプリディストータ用制御部

図１７

【図１８】

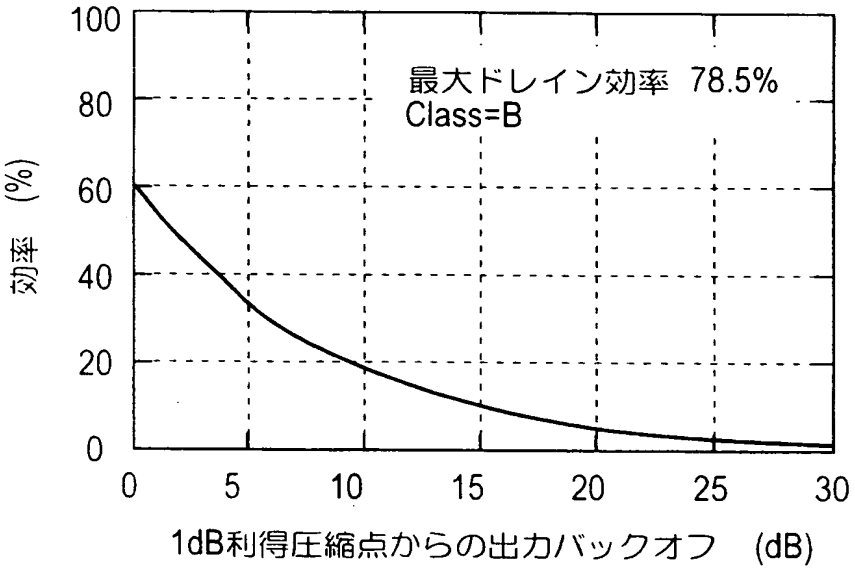


図１８

【図１９】

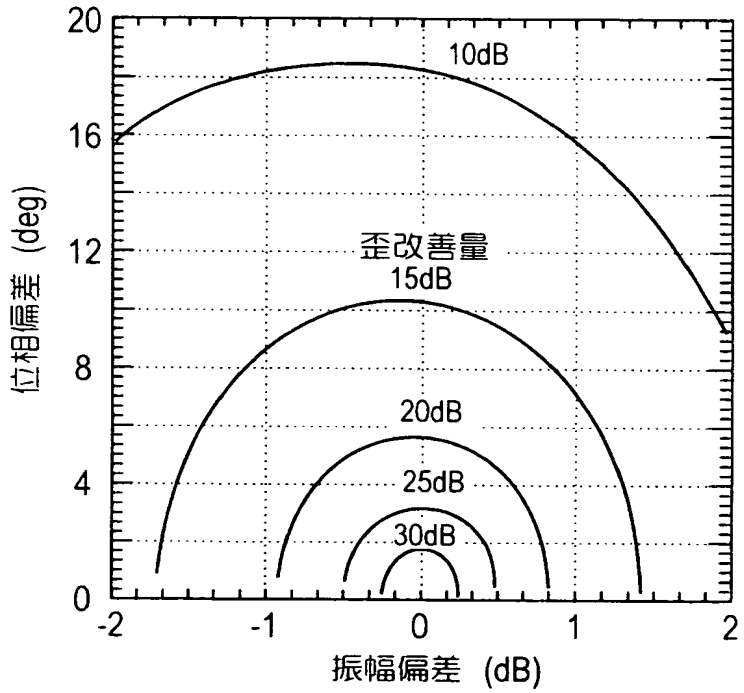


図１９

【図２０】

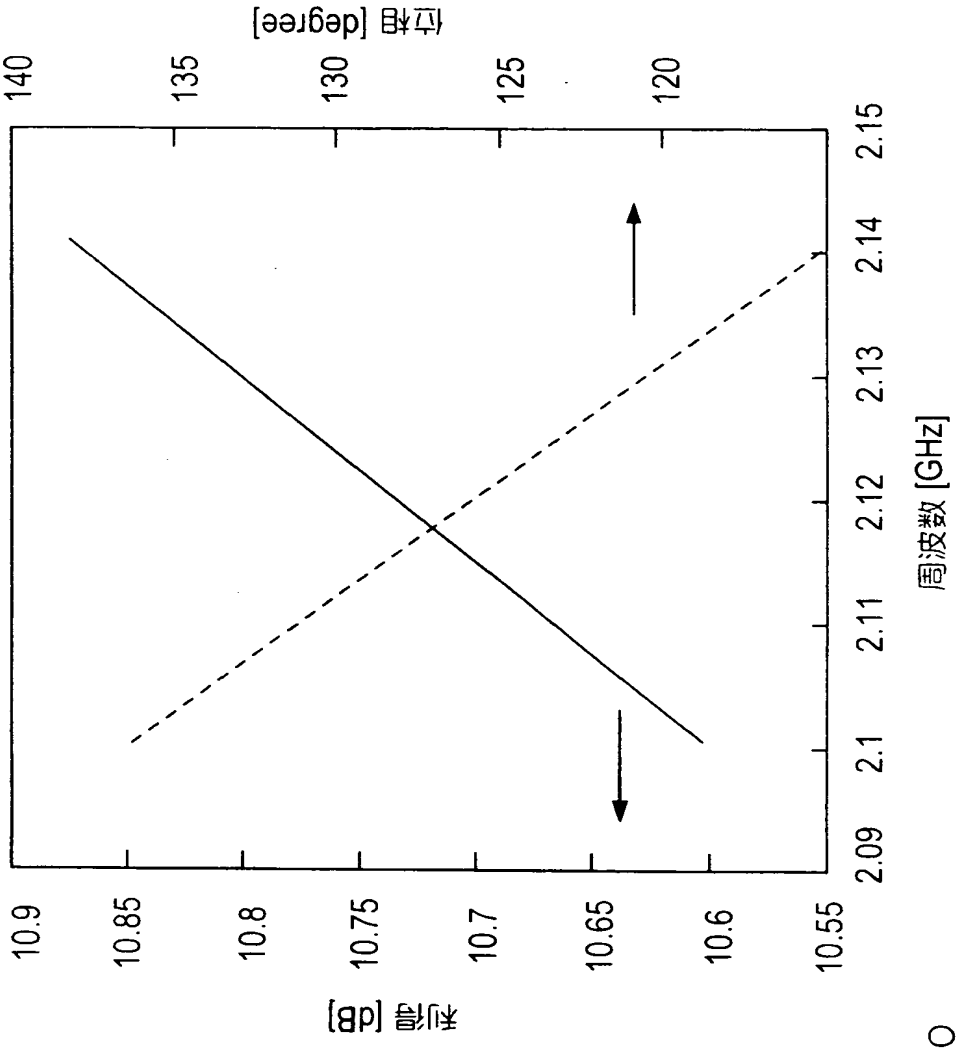

位相 [degree]
140
135
130
125
120
2.15
2.14
2.13
2.12
2.11
2.1
2.09
周波数 [GHz]
利得 [dB]
10.9
10.85
10.8
10.75
10.7
10.65
10.6
10.55

図２０

【書類名】要約書

【要約】

【課題】経年変化、温度変化が少なく、かつ高い歪補正を可能にする。

【解決手段】ディジタルパイロット信号とディジタル送信信号の合成信号をディジタルプリディストータ(２０)によりべき級数モデルによる奇数次の歪を与えた前置歪付加信号を生成し、デジタル・アナログ変換器(３１)でアナログ信号に変換し、周波数変換部(３３)により送信周波数帯にアップコンバートし、増幅器（３７）で電力増幅して出力する。電力増幅器出力からパイロット信号抽出部(３８)によりパイロット信号成分を抽出し、制御部(５０)によりパイロット信号成分からべき級数モデルの奇数次歪成分を抽出し、その歪成分レベルが小さくなるようプリディストータでの奇数次歪を制御する。

【選択図】図１

認定・付加情報

特許出願の番号	特願２００３－０２９９８８
受付番号	５０３００１９４１０４
書類名	特許願
担当官	第八担当上席　　００９７
作成日	平成１５年　２月１２日

＜認定情報・付加情報＞

【特許出願人】
- 【識別番号】　392026693
- 【住所又は居所】　東京都千代田区永田町二丁目１１番１号
- 【氏名又は名称】　株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

【代理人】　申請人
- 【識別番号】　100066153
- 【住所又は居所】　東京都新宿区新宿四丁目２番２１号　相模ビル
- 【氏名又は名称】　草野　卓

【選任した代理人】
- 【識別番号】　100100642
- 【住所又は居所】　東京都新宿区新宿４丁目２番２１号　相模ビル　草野特許事務所
- 【氏名又は名称】　稲垣　稔

【選任した代理人】
- 【識別番号】　100114133
- 【住所又は居所】　東京都新宿区新宿四丁目２番２１号　相模ビル　草野特許事務所
- 【氏名又は名称】　横田　芳信

次頁無

特願２００３－０２９９８８

出　願　人　履　歴　情　報

識別番号　　［３９２０２６６９３］

１．変更年月日　　２０００年　５月１９日
［変更理由］　　名称変更
住所変更
住　所　　東京都千代田区永田町二丁目１１番１号
氏　名　　株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ